

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**Desenvolvimento de Ferramentas para Modelação
de Canais de Comunicação usados em Sistemas de
Transmissão de Dados até 10 Gbps**

Miguel Margarido Oliveira

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Telecomunicações

Orientador da Synopsys: Mestre Eng.º Luís Moreira
Orientador da FEUP: Prof. Dr. Henrique Salgado

Julho de 2013

Resumo

Em sistemas de transmissão digital de alto débito, os canais de transmissão são os principais responsáveis pela distorção dos sinais que os atravessam. No entanto, não existe comunicação, se não existir um canal capaz de transportar a informação do transmissor para o recetor. Quando se pretende simular a operação de alguns sistemas de transmissão de dados, como, por exemplo, as interfaces HDMI, importa perceber o que os canais vão fazer ao sinal. Este projeto foca-se essencialmente na obtenção de modelos para cabos HDMI, mas também para os restantes canais de transmissão associados às interfaces dos cabos. A obtenção destes modelos foi feita usando a técnica TDR (Reflectometria no Domínio do Tempo) com o equipamento disponível na Synopsys (DSA8200 com um módulo 80E04, da Tektronix).

O principal objetivo do trabalho é o de criar uma biblioteca de modelos para cabos HDMI de diferentes fornecedores, usando a técnica TDR. Estes modelos são obtidos através de caracterização experimental “single-ended” de parâmetros-S e da sua conversão para um formato diferencial, com especial interesse nas perdas de inserção. Através destas medidas e após aplicação da IFFT (“Inverse Fast Fourier Transform”) obtém-se a resposta impulsional de cada cabo. Ficam assim caracterizados os cabos através dos parâmetros-S diferenciais (ficheiro *.s2p) e a respetiva resposta impulsional (ficheiro *.mat).

Outro ponto abordado foi a comparação entre a caracterização feita no domínio da frequência, usando o VNA disponível na FEUP e a caracterização feita no domínio do tempo, por meio de TDR, com o equipamento disponível na empresa. Concluiu-se que o VNA permite obter resultados mais precisos, mas que o TDR, para a análise que é desejada, é suficiente e tem vantagens importantes, como a possibilidade de definir um plano de referência, desprezando partes que não interessam caracterizar, e o facto de o equipamento necessário para a caracterização TDR ser mais barato que o VNA.

Concluiu-se ainda que, com o aumento do comprimento dos cabos, a atenuação foi ficando cada vez mais acentuada e a resposta impulsional cada vez mais alargada (menor largura de banda), como seria de esperar.

Abstract

In systems of high speed digital transmission, the transmission channels are primarily responsible for the distortion of the signals that traverse them. However, if there is not a channel capable of carry information from the transmitter to the receiver, communication does not exist. When it is desired to simulate the operation of some data transmission system, such as the HDMI interface, it is important to understand the impact the channels may have on the signals. This project focus is specifically obtain models for HDMI cables but also for other transmission channels associated with the interface of cables. Obtaining these models was made using the technique TDR (Time Domain Reflectometry) with the equipment available at Synopsys (DSA8200 sampling oscilloscope with 80E04 module of Tektronix).

The main goal of this work was to create a library of models for HDMI cables from different providers using TDR technique. These models are obtained through the acquisition of six single-ended s-parameters and its conversion to differential, with special interest in insertion loss. Through these, by applying the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) the impulse response for each cable is obtained. Cables are thus characterized by the differential S-parameter file (*.s2p) and the respective impulse response file (*.mat).

Another aspect addressed in this work was the comparison between the characterization performed in the frequency domain using the Vector Network Analyzer (VNA) available at FEUP, and the characterization made in time domain using TDR, with the equipment available at the company. Concluded that with the VNA is possible to obtain more accurate results, but for the required analysis, the TDR measurement is sufficient and has important advantages such as the possibility of defining a reference plane, which easily removes the effects of parts other than the device under test and the fact that the TDR equipment is cheaper than the VNA equipment.

It was concluded also that with increasing length of cable, the attenuation increased and the impulse response gets wider (smaller bandwidth), as expected.

Agradecimentos

Antes de mais, quero agradecer à Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto pela qualidade da formação que me proporcionou, pelas amizades que me permitiu fazer e pelo exemplo que obtive da dedicação, rigor e sentido crítico revelados por grande parte dos professores desta Faculdade. Entrei um rapaz com vontade de aprender, saio com sentido de responsabilidade e sentido crítico aguçados, ainda com mais vontade de aprender.

À empresa Synopsys, o meu muito obrigado pelas ferramentas que me disponibilizou, desde o primeiro dia que entrei nas instalações e pela forma atenciosa e académica com que me integraram. Fizeram-me sentir em casa e proporcionaram-me todas as condições necessárias à realização do projeto. Aprendi todos os dias com os vários profissionais da empresa.

Um agradecimento muito especial ao Mestre Engenheiro Luís Moreira, pela sua enorme disponibilidade, compreensão e apoio. Ajudou-me e acompanhou-me de perto neste projeto e respondeu às perguntas mais pertinentes, mas também às mais inocentes. O seu espírito crítico motivou-me e levou-me a querer fazer sempre mais. Ensinou-me bastante, ora através do seu caderno quadriculado, ora através das suas folhas brancas.

Gostaria igualmente de agradecer ao professor Dr. Henrique Salgado, que esteve presente sempre que solicitei. Mesmo estando mais longe do projeto em termos físicos, acompanhou de perto a evolução com reuniões esporádicas e sempre que foi solicitado pela necessidade de usar algum equipamento ou alguma licença, mostrou-se disponível e apresentou sempre soluções prontamente.

Por fim, gostaria de agradecer à minha família, amigos e namorada, pelo seu apoio incondicional, pela paciência e pela compreensão que sempre tiveram. Não podia deixar de destacar os meus pais, o meu irmão e os meus avós, por estarem sempre comigo e me ajudarem a encarar a vida com um sorriso, um sorriso que também é deles.

Índice

Resumo	i
Abstract.....	iii
Agradecimentos	v
Índice.....	vii
Lista de Figuras	ix
Abreviaturas e Símbolos	xv
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Enquadramento	1
1.2 - Motivação	3
1.3 - Objetivos	3
1.4 - Estrutura do Documento.....	4
Capítulo 2	5
Linhas de Transmissão	5
2.1 - Introdução.....	5
2.2 - Linhas de Transmissão	5
2.3 - Ondas incidentes, refletidas e transmitidas	7
2.4 - Exemplos de Estruturas de Linhas de Transmissão.....	9
2.5 - Cabos HDMI.....	11
2.6 - Sumário	13
Capítulo 3	15
Caraterização de Linhas de Transmissão	15
3.1 - Introdução.....	15
3.2 - Domínio da Frequência	15
3.2.1 - Processo de Caraterização Com o VNA.....	20
3.3 - Domínio do Tempo.....	21
3.3.1 - Processo de Caraterização Realizado no DSA (TDR/TDT)	24
3.4 - Obtenção da Matriz Diferencial	33
3.5 - Ferramentas para conversão de dados da caraterização	37
3.6 - Modelos de Linhas de Transmissão no ADS	42
3.7 - Comparação entre métodos de caraterização	44
3.8 - Sumário	46

Capítulo 4	47
Caraterização Experimental	47
4.1 - Introdução	47
4.2 - Média	47
4.3 - Resolução Temporal	49
4.4 - Janela Temporal.....	51
4.5 - Comparação entre resultados do VNA e do DSA	52
4.6 - Comparação entre modelos teóricos ADS e modelos adquiridos por TDR para “microstrip” e cabo coaxial	53
4.7 - Biblioteca de Cabos HDMI	55
4.8 - “De-embedding” e “Embedding”	57
4.9 - Sumário.....	60
Capítulo 5	61
Conclusões	61
Referências	67
Anexos	71
Anexo A - Biblioteca de Cabos HDMI	71
Anexo B - Comparação entre Respostas Impulsionais de Cabos HDMI Categoria 1	85
Anexo C - Comparação entre Cabos HDMI de Categoria 1	87
Anexo D - Comparação entre Cabos HDMI de 10 metros	88
Anexo E - Comparação entre Cabos HDMI de 15 metros.....	89

Lista de Figuras

Figura 1.1- Sistema Global	2
Figura 1.2 - Sistema global de Simulação	2
Figura 2.1 - Diagrama de Comunicação	5
Figura 2.2 - Linha de Transmissão [7]	6
Figura 2.3 - Elementos de uma Linha de Transmissão [7]	6
Figura 2.4 - Ondas e diferentes Meios [2]	8
Figura 2.5 - Linhas de Transmissão e Meios diferentes [2]	8
Figura 2.6 - Estrutura de Cabo Coaxial [3]	9
Figura 2.7 - Diâmetros Cabo Coaxial [1]	9
Figura 2.8 - Estrutura Microstrip [5]	10
Figura 2.9 - Uma das duas “Test Fixtures” usadas para caraterização dos cabos HDMI [9]	10
Figura 2.10a - Par entrançado não blindado; 2.10b - Par entrançado com blindagem a envolver cada par individualmente; 2.10c - Par entrançado com blindagem a envolver o cabo e cada par individualmente.[4]	11
Figura 2.11 - Cabo HDMI, vista interna [10]	11
Figura 2.12 - “Cable Emulator” Tipo 1 Categoria 1	12
Figura 3.1 - Diagrama de circuito de dois portos [14]	16
Figura 3.2 - Diagrama de Fluxo dos Parâmetros-S [15]	17
Figura 3.3 - Diagrama da técnica de-embedding [6]	18
Figura 3.4 - “De-embedding” [15]	18
Figura 3.5 - “De-embedding” já com as matrizes T [6]	19
Figura 3.6 - VNA 8703B da Agilent [16]	20

Figura 3.7 - Kit de calibração 85052D 3.5mm [17]	20
Figura 3.8 - Diagrama da técnica TDR [18]	21
Figura 3.9 - Terminação TDR relevantes [20]	21
Figura 3.10 - Possíveis análises no domínio TDR [14]	22
Figura 3.11 - TDR - Tempo até ocorrer eventual distorção [14]	23
Figura 3.12 - Diagrama da Caracterização no Domínio do Tempo [21].....	23
Figura 3.13 - Configuração das medidas TDR e TDT [22]	24
Figura 3.14 - “Setup” de Caracterização	25
Figura 3.15 - Esquema de Caracterização dos cabos HDMI	25
Figura 3.16 - Amostragem	27
Figura 3.17 - Apresentação dos Parâmetros F_{max} e Δf	28
Figura 3.18 - Passos para Caracterização TDR usando o “IConnect” (Domínio do Tempo)	30
Figura 3.19 - Passos para Caracterização TDR usando o “IConnect” (Conversão para a Frequência)	30
Figura 3.20 - Referências “Open” (vermelho) e “Thru” (verde) no domínio do tempo.....	31
Figura 3.21 - Ondas TDR (vermelho) e TDT (azul) no domínio do tempo.....	32
Figura 3.22 - Parâmetros-S obtidos no “IConnect” (as curvas a vermelho escuro e bege sobrepostas correspondem às perdas de inserção) (as curvas a verde e vermelho claro, com 30 a 40 dB de atenuação correspondem às perdas de retorno)	32
Figura 3.23 - Etapas para obtenção das 6 matrizes Single-Ended	33
Figura 3.24 - Módulo e Canais do “DSA” usados na Caracterização.....	34
Figura 3.25 - Obtenção da Matriz “Single-Ended” de 16 Parâmetros	36
Figura 3.26 - Conversão de Matriz “Single-Ended” para Diferencial	36
Figura 3.27 - Interface Gráfica MATLAB para Geração da Matriz Diferencial.....	37
Figura 3.28 - Janela para escolha de Ficheiro.....	38
Figura 3.29 - Interface Gráfica MATLAB para obter Resposta Impulsional	40
Figura 3.30 - Operação necessária antes de aplicar IFFT	41
Figura 3.31 - Modelo caracterizado “versus” Modelo no ADS	43
Figura 3.32 - Software TXLINE da AWR	43
Figura 3.33 - Modelo criado no ADS “versus” Modelo obtido por TDR (“microstrip”)	44
Figura 3.34 - Gama Dinâmica [34].....	45

Figura 4.1 - Média de 16 medidas (bege) “versus” Média de 128 medidas (vermelho).....	48
Figura 4.2 - Média de 128 medidas (vermelho) “versus” Média de 256 medidas (verde)	48
Figura 4.3 - Média de 256 medidas (verde) “versus” Média de 512 medidas (vermelho)	48
Figura 4.4 - Média de 512 medidas (vermelho) “versus” Média de 1024 medidas (azul)	49
Figura 4.5 - $\Delta t=10$ ps (vermelha) “versus” $\Delta t=5$ ps (azul)	50
Figura 4.6 - $\Delta t=5$ ps (cinza) “versus” $\Delta t=2$ ps (vermelho)	50
Figura 4.7 - $\Delta t=2$ ps (azul) “versus” $\Delta t=1$ ps (vermelho).....	50
Figura 4.8 - Tempo de Propagação cabo HDMI de 5 metros	51
Figura 4.9 - Definição da Janela Temporal para Cabo HDMI 5 metros	52
Figura 4.10 - Comparação da Caraterização Diferencial do “Cable Emulator” Tipo1 Categoria 2 feita com o DSA (perdas de inserção a preto) e com o VNA (perdas de inserção a azul).....	53
Figura 4.11 - Modelo ADS para o cabo coaxial e Modelo usando os s2p obtidos na caraterização TDR (parâmetros-S)	54
Figura 4.12 - Função de Erro entre o modelo Teórico e o obtido por TDR	54
Figura 4.13 - Modelo ADS para “Microstrip” e Modelo do “Thru” da “Test Fixture” usando TDR (parâmetros-S)	55
Figura 4.14 - Função de erro entre o modelo teórico e o obtido por TDR.....	55
Figura 4.15 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 1 m, Molex.....	56
Figura 4.16 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 1 m, Molex	56
Figura 4.17 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 1 m, Molex	57
Figura 4.18 - “De-embedding” da “Test Fixture” na Caraterização do Cabo de 10 metros usando o MATLAB.....	57
Figura 4.19 - “Embedding” da “Test Fixture” e do resultado do “de-embedding” usando o MATLAB.....	58
Figura 4.20 - Blocos ADS para fazer o “de-embedding” da “Test Fixture” na caraterização do cabo de 10 metros	58
Figura 4.21 - “De-embedding” da “Test Fixture” na Caraterização de um Cabo de 10 metros usando o ADS (as perdas de inserção a vermelho correspondem ao resultado do “de-embedding; as perdas de inserção a rosa correspondem à “Test Fisure”; as perdas de inserção a azul correspondem ao cabo de 10 metros mais a “Test Fixture”)	59
Figura A. 1 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 1 m, Molex	71
Figura A. 2 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 1 m, Molex	71

Figura A. 3 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 1 m, Molex	71
Figura A. 4 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 2 m, Molex	72
Figura A. 5 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 2 m, Molex.....	72
Figura A. 6 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 2 m, Molex	72
Figura A. 7 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 3 m, Molex	73
Figura A. 8 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 3 m, Molex.....	73
Figura A. 9 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 3 m, Molex	73
Figura A. 10 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 5 m, Molex	74
Figura A. 11 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 5 m, Molex	74
Figura A. 12 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 5 m, Molex.....	74
Figura A. 13 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 10 m, Molex.....	75
Figura A. 14 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 10 m, Molex.....	75
Figura A. 15 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 10 m, Molex.....	75
Figura A. 16 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 10 m, Sony	76
Figura A. 17 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 10 m, Sony	76
Figura A. 18 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 10 m, Sony.....	76
Figura A. 19 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 15 m, Molex.....	77
Figura A. 20 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 15 m, Molex.....	77
Figura A. 21 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 15 m, Molex	77
Figura A. 22 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 15 m, Lindy	78
Figura A. 23 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 15 m, Lindy	78
Figura A. 24 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 15 metros, Lindy	78
Figura A. 25 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 15 m, CL2	79
Figura A. 26 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 15 m, CL2	79
Figura A. 27 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 15 m, CL2	79
Figura A. 28 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 20 m, Lindy	80
Figura A. 29 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 20 m, Lindy	80
Figura A. 30 - Reposta Impulsional do Cabo HDMI de 20 m, Lindy.....	80
Figura A. 31 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 30 m, CITI Gold.....	81
Figura A. 32 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 30 m, CITI Gold	81

Figura A. 33 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 30 m, CITI Gold	81
Figura A. 34 - Perdas de Inserção do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 1	82
Figura A. 35 - Parâmetros-S do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 1	82
Figura A. 36 - Resposta Impulsional do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 1	82
Figura A. 37 - Parâmetros-S do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 2	83
Figura A. 38 - Perdas de Inserção do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 2	83
Figura A. 39 - Resposta Impulsional do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 2	83
Figura A. 40 - Parâmetros-S do Cable Emulator Tipo 3	84
Figura A. 41 - Perdas de Inserção do Cable Emulator Tipo 3.....	84
Figura A. 42 - Resposta Impulsional do Cable Emulator Tipo 3	84
 Figura B. 1a - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 1m; 1b - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 2m; 1c - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 3m; 1d - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 5m; 1e - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 10m; 1f - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 15m; 1g - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 20m; 1h - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 30m	86
 Figura C. 1 - Comparação entre as perdas de inserção dos cabos HDMI de categoria 1 (desde o cabo de 1 metro até ao cabo de 30 metros)	87
 Figura D. 1 - Comparação entre perdas de inserção de cabos HDMI de 10 metros (a azul estão representadas as perdas de inserção para o cabo de 10 m da Sony (Categoria 2) e a preto as do cabo de 10 m da Molex (Categoria1)).....	88
 Figura E. 1 - Comparação de cabos HDMI de 15 metros (a verde e a azul estão representadas as perdas de inserção para os cabos de 15 m da CL2 e da Lindy (Categoria 2) e a preto as perdas de inserção para o cabo de 15 m da Molex (Categoria 1))	89

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas (ordenadas por ordem alfabética)

ADS	“Advanced Design System”
DC	Frequência 0Hz
DDR	“Double Data Rate”
DJ	“Deterministic Jitter”
DSA	“Digital Serial Analyzer”
DUT	“ <i>Device Under Test</i> ”
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FFT	“Fast Fourier Transform”
Gbps	Gigabit por segundo
HDMI	“High-Definition Multimedia Interface”
IFFT	“Inverse Fast Fourier Transform”
INESC	Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores do Porto
IP	“Intellectual Property”
ISI	“Intersymbol Interference”
MATLAB	“Matrix Laboratory”
MIEEC	Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
MIPI	“Mobile Industry Processor Interface”
OSL	“Open Short Load”
Parâmetros-S	“Scattering Parameters”
PCB	“Printed Circuit Board”
PDI	Preparação para a Dissertação
RF	Rádio Frequência
RJ	“Random Jitter”
SATA	“Serial ATA”
SL	“Short Load”
SMA	“SubMiniature version A”
SoC	Sistemas em Chip

TDR	“Time Domain Reflectometry”
TDT	“Time Domain Transmission”
USB	“Universal Serial Bus”
VNA	“Vector Network Analyzer”

Lista de símbolos

λ	Comprimento de Onda
Δf	Passo na Frequência
Δt	Resolução Temporal
Δz	Unidade de Comprimento
O_i	Onda Incidente
O_r	Onda Refletida
O_t	Onda Transmitida
S_{11} e S_{22}	“Return loss” ou perdas de retorno
T_D	Matriz resultante do processo de “de-embedding”
T_w	Janela Temporal
V_{base}	Tensão Associada ao Nível Lógico “0”
V_{tdr}	Tensão associada à reflexão
V_{top}	Tensão Associada ao Nível Lógico “1”
Z_0	Impedância Caraterística da Linha de Transmissão
Z_L	Impedância da Carga
α	Constante de Atenuação
β	Constante de Fase
γ	Constante de Propagação
ρ	Coeficiente de Reflexão
σ_{base}	Desvio Padrão Associado ao Nível Lógico “0”
σ_{top}	Desvio Padrão Associado ao Nível Lógico “1”
A	Momento Ótimo de Amostragem
Da	Distorção de Amplitude
F_{max}	Frequência Máxima
F_{ny}	Frequência de Nyquist
$H(f)$	Função de Transferência
J_t	Jitter de Tempo
M	Matriz M usada no processo de conversão das medidas “single-ended” para diferencial
M_n	Margem de Ruído
M_{xdM}	Matriz “Mixed-Mode”
N	Número de Amostras

Q	Fator de Qualidade de um Diagrama de Olho
S_{12} e S_{21}	Perdas de inserção ou perdas de inserção
S_{cc}	Coeficiente dos parâmetros-S da conversão de modo comum para modo comum
S_{cd}	Coeficiente dos parâmetros-S da conversão de modo comum para diferencial
S_{dc}	Coeficiente dos parâmetros-S da conversão de diferencial para modo comum
S_{dd}	Coeficiente dos parâmetros-S da conversão de diferencial para diferencial
St	Margem de Erro de Temporização
T	Tempo
$TanD$	Tangente de Perdas
Tb	Intervalo Intersimbólico ou Tempo de Bit
V	Tensão
V_{inc}	Tensão Incidente
V_{out}	Tensão de saída
V_{tdt}	Tensão associada à transmissão
f	Frequência
v_p	Velocidade de Propagação
w	Velocidade Angular
Γ_L	Coeficiente de Reflexão na Carga
Γ_S	Coeficiente de Reflexão na Gerador
ε	Constante Dielétrica
ε_e	Constante Dielétrica Efetiva
ε_0	Constante de Permitividade Elétrica no Vácuo
ε_r	Constante Dielétrica Relativa
μ	Permeabilidade Magnética

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo, serão abordados os aspetos introdutórios do projeto da dissertação. É feito um enquadramento do tema de dissertação, bem como uma breve descrição sobre a forma como foi realizado o projeto. Seguidamente, é apresentada a motivação e relevância deste trabalho. Posteriormente, são apresentados os objetivos do projeto e, por fim, é referida a estrutura global do documento.

1.1 - Enquadramento

A presente Dissertação, intitulada “Desenvolvimento de Ferramentas de Modelação de Canais de Transmissão usados em Sistemas de Transmissão de Dados até 10 Gbps”, foi elaborada nas instalações da Synopsys, na Maia, no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores (MIEEC), da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (FEUP).

A Synopsys é uma empresa que desenvolve IP e é uma das empresas mais cotadas a nível mundial no que diz respeito à criação de soluções para projeto SoC (Sistemas em Chip) e todas as interfaces de comunicação usadas nestes projetos, como USB, SATA, DDR, MIPI e HDMI, são suportadas e desenvolvidas por esta. O projeto foca-se essencialmente nas interfaces HDMI. A empresa é uma marca associada à inovação, sempre atenta às novas tecnologias e focada em melhorar as existentes. No que diz respeito às velocidades de transmissão, por exemplo, estão sempre em estudo formas de tornar os sistemas mais rápidos, com maiores larguras de banda e mais capazes. Nesse sentido, a versão HDMI que interessa analisar é a 1.4, a última versão HDMI com especificação fechada. No entanto está já a ser preparada uma nova versão com mais potencialidades desta tecnologia [8].

O projeto realizou-se em contexto empresarial, na medida em que esta necessitava de aumentar o leque de modelos de canais de transmissão, para que estes lhe permitissem simular um maior número de condições. Os canais de transmissão a caracterizar são essencialmente cabos HDMI, com diversas dimensões e de vários fabricantes, assim como todos os caminhos e interfaces entre o transmissor e o recetor. Dada a complexidade do canal de transmissão a simular, surgiu também a necessidade de criar modelos de troços de PCB (“microstrip”). Estes modelos permitem obter uma maior flexibilidade na definição dos canais

de transmissão, podendo assim verificar uma maior quantidade de cenários possíveis e prever com maior precisão as distorções introduzidas no sinal, por forma a projetar adequadamente o recetor e desta forma recuperar a informação e garantir o funcionamento correto do sistema.

Assim, simula-se um cenário de pior caso, manipulando o sinal transmitido para que este traduza um sinal que atravessa um meio de transmissão de pior caso possível, que introduz distorção, interferência entre símbolos (ISI), “jitter” determinístico (DJ) e aleatório (RJ), entre outras. Por fim, estas alterações sofridas pelo sinal têm de ser compensadas no recetor, com o objetivo de recuperar os dados transmitidos. O sistema global de simulação incorpora, então, um transmissor, um canal de transmissão, com várias secções, e um recetor (figura 1.1).

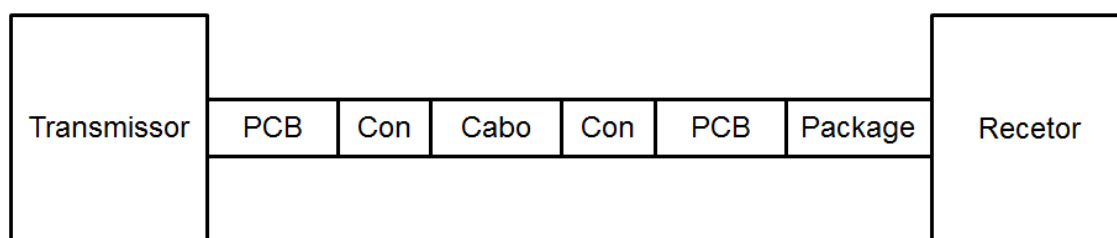


Figura 1.1- Sistema Global

Na figura, estão representados os “PCB”, caminhos de “microstrip”. Os “Con” representam os conectores necessários para a interface “PCB-cabo” e “cabo-PCB” e o encapsulamento (“package”), caminhos de “microstrip” para o recetor. No âmbito do projeto, importa caraterizar os “PCB” e os cabos HDMI, uma vez que os conectores são intrínsecos ao próprio cabo e à interface de comunicação. Estes são incluídos nos modelos dos cabos.

Do ponto de vista da simulação de sistema, este projeto contempla a criação dos ficheiros s2p diferenciais que caraterizam os canais de transmissão e posteriormente a obtenção da sua resposta impulsional, com o intuito de esta poder ser enquadrada no sistema de simulação global. Por fim, espera-se obter o diagrama de olho à entrada do recetor (figura 1.2).

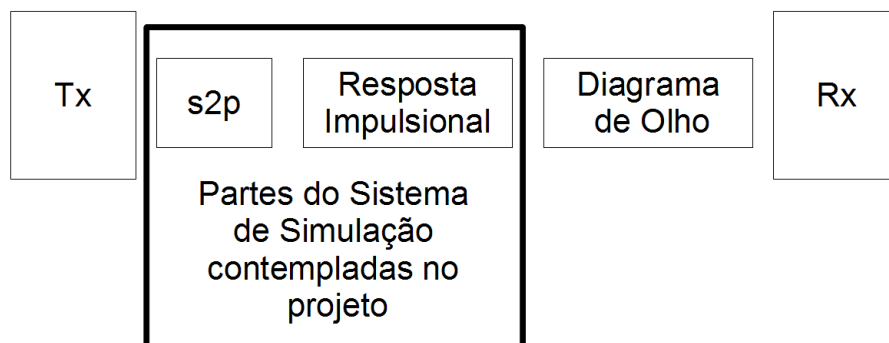


Figura 1.2 - Sistema global de Simulação

Este diagrama de olho vai permitir verificar as condições em que chega o sinal ao recetor HDMI, informação útil a considerar, uma vez que passa a ser conhecida a distorção imposta pelo canal de transmissão ao sinal digital transmitido. No entanto, no âmbito deste projeto, apenas serão considerados modelos para um pequeno troço de “PCB” e um cabo coaxial, a criação de ficheiros s2p diferenciais para os mais variados cabos HDMI presentes na Synopsys e a obtenção da resposta impulsional de cada um destes.

1.2 - Motivação

Num tempo em que a competitividade do mercado é cada vez mais elevada e a tecnologia disponível na área das Telecomunicações cada vez mais sofisticada, larguras de banda de transmissão e débitos associados têm aumentado significativamente e, sendo a Synopsys uma empresa que trabalha na frente da inovação, é natural que acompanhe de perto a evolução das tecnologias e das próprias velocidades de transmissão. Contudo, só é possível existir transmissão de dados, se existirem meios de transmissão capazes de suportar a mesma. Por outro lado, estes canais são os principais responsáveis pela deterioração do sinal e com o aumento das velocidades de transmissão os fenómenos de distorção têm um impacto maior. Assim, revela-se de extraordinária importância caracterizar os diversos canais de transmissão, para poder prever as alterações que vão ser feitas ao sinal quando este atravessa os mesmos. Com esta finalidade, é feita uma caracterização e são criados modelos para representar concetualmente os canais de transmissão (cabos HDMI, troços de “microstrip”) e posteriormente analisar, descrever, explicar, simular e prever os fenómenos que ocorrem no sinal.

1.3 - Objetivos

O trabalho a ser desenvolvido nesta dissertação tem como principais objetivos:

- a aquisição de dados em laboratório para a caracterização dos diferentes meios de comunicação, utilizando TDR (“Time Domain Reflectometry”);
- a obtenção de ferramentas para conversão de dados de caracterização dos canais de transmissão, para modelos utilizáveis em simulação, utilizando parâmetros-S e TDR;
- a obtenção de uma biblioteca de modelos (parâmetros-S diferenciais e resposta impulsional) de simulação para cabos HDMI, cujas taxas de transmissão atingem os 6 Gbps;
- a comparação entre modelos teóricos e dados experimentais obtidos pela caracterização no domínio do tempo, comparando também a caracterização TDR com a feita por análise vetorial (VNA).

1.4 - Estrutura do Documento

O documento que se segue está estruturado em cinco capítulos, incluindo o presente capítulo de Introdução. Os restantes capítulos são “Linhas de Transmissão”, “Caraterização de Canais de Transmissão”, “Caraterização Experimental” e, por fim, as “Conclusões”.

No capítulo “Linhas de Transmissão”, começa-se por apresentar uma breve descrição dos principais elementos de um sistema de comunicação, sendo introduzido o conceito de linha de transmissão. Depois aborda-se o conceito da desadaptação, resultado das diferenças das impedâncias características das linhas, incluindo os conceitos de onda incidente, refletida e transmitida. De seguida são apresentadas algumas estruturas possíveis de linhas de transmissão, nomeadamente os cabos coaxiais, as “microstrips” e os pares entrançados. E, por fim, abordam-se os cabos HDMI.

No capítulo “Caraterização de Canais de Transmissão”, começa-se no domínio da frequência, argumentando que os parâmetros mais indicados para caraterizar canais de transmissão, quando se fala no domínio da alta frequência, são os distribuídos e explica-se assim o facto de se usar os parâmetros-S no processo de caraterização realizado neste projeto. Neste domínio, fala-se ainda da operação de “de-embedding” e do processo de caraterização usando o VNA da FEUP. Depois, entra-se no domínio do tempo, onde é apresentada a técnica TDR e como é feita a conversão do domínio do tempo para o domínio da frequência. Ainda neste capítulo, é mostrado como se obtém a matriz de parâmetros-S diferencial através das matrizes “single-ended” originais, e são apresentadas as ferramentas que permitem fazer essa conversão e obter a resposta impulsional a partir das perdas de inserção. Aborda-se ainda uma terceira ferramenta que permite fazer o “de-embedding” da “Test Fixture”. Todas estas ferramentas foram desenvolvidas em MATLAB. Por fim, explica-se como se obtiveram os modelos para o cabo coaxial e a linha “microstrip”, usando o ADS e comparam-se os métodos de caraterização usando o VNA e o DSA.

No capítulo “Caraterização Experimental”, começa-se por justificar a decisão em relação aos parâmetros necessários para a caraterização TDR (média, resolução temporal e janela temporal), de seguida comparam-se os resultados obtidos no VNA com os obtidos no DSA (TDR) para o “Cable Emulator” Tipo 1 Categoria 2 e comparam-se ainda os modelos teóricos do cabo coaxial e do “microstrip” com os modelos obtidos pela técnica TDR, para os mesmos canais de transmissão. Por fim, apresenta-se um exemplo de um cabo incluído na biblioteca de cabos (a biblioteca completa está no Anexo A) e apresentam-se os resultados do “embedding” e do “de-embedding” da “Test Fixture” na caraterização feita para um cabo HDMI de 10 metros.

No último capítulo apresentam-se as conclusões do trabalho.

Capítulo 2

Linhas de Transmissão

2.1 - Introdução

Neste capítulo começa-se por apresentar uma breve descrição dos principais elementos dum sistema de comunicação e posteriormente apresenta-se o conceito de linha de transmissão e os assuntos relacionados com as ondas que atravessam estes meios e as implicações de eventuais desadaptações na linha. Por fim, são apresentados alguns exemplos de estruturas de linhas de transmissão, sendo eles os cabos coaxiais, representados na caracterização pelos cabos coaxiais com conetores SMA, a linha “microstrip” representada pelo “thru” das “Test Fixtures” e os cabos HDMI, estes últimos objetos principais da caracterização feita neste estudo.

2.2 - Linhas de Transmissão

Em qualquer comunicação existe sempre uma fonte, um transmissor, um recetor e um destino. No entanto, se não existir um canal entre o transmissor e o recetor, a comunicação não pode ser feita (figura 2.1). Ora, é de extraordinária importância conhecer bem os canais de transmissão e o impacto destes no sinal que os atravessa. Esta comunicação pode ser feita de diversas formas, mas analisando cabos metálicos, pode fazer-se a analogia entre estes e as linhas de transmissão.

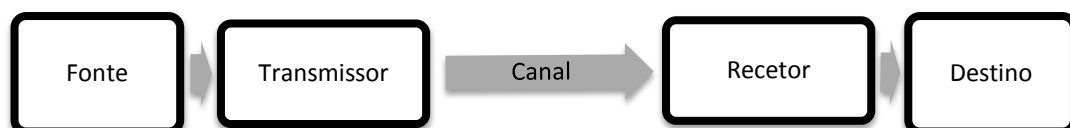


Figura 2.1 - Diagrama de Comunicação

Uma linha de transmissão é um canal cujo comprimento físico é da ordem de grandeza ou superior ao comprimento da onda que a atravessa (figura 2.2). Nestas circunstâncias, importa

perceber as relações entre a velocidade de propagação, o comprimento de onda e a frequência a que operam as linhas de transmissão[2]. A relação entre estas variáveis pode ser entendida pela equação (2.1). A velocidade de propagação pode ser obtida a partir da equação (2.2), sendo μ a permeabilidade magnética e ε a constante dielétrica do substrato da linha.

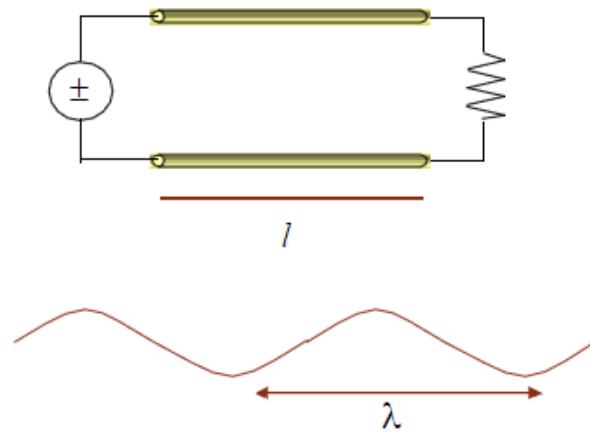


Figura 2.2 - Linha de Transmissão [7]

$$\lambda = \frac{v_p}{f} \quad (2.1)$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \quad (2.2)$$

Como o comprimento de onda é frequentemente comparável ao comprimento físico da linha de transmissão, é necessário considerar as variações dos parâmetros ao longo do canal, como se pode ver na figura 2.3.

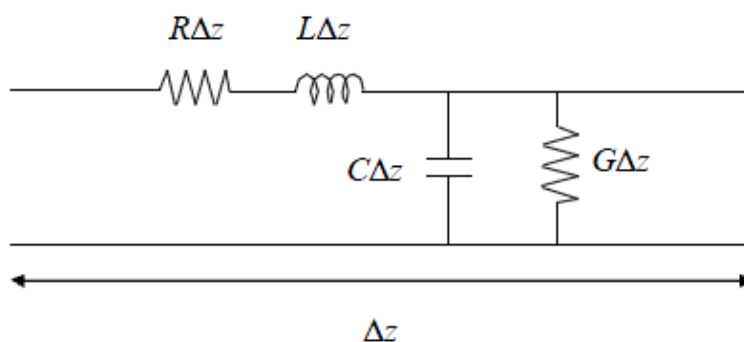


Figura 2.3 - Elementos de uma Linha de Transmissão [7]

Na figura 2.3, podem ver-se os vários elementos multiplicados por Δz , sendo que este significa um comprimento. Assim, descrevendo cada elemento, tem-se que:

- R corresponde à resistência por unidade de comprimento (Ω/m);
- L corresponde à indutância por unidade de comprimento (H/m);
- C corresponde à capacitância por unidade de comprimento (F/m);
- G corresponde à condutância por unidade de comprimento (S/m).

Outro aspeto importante a abordar é a análise de linhas de transmissão para o caso em que as ondas são monocromáticas. Para um meio não limitado com perdas, o campo elétrico pode ser escrito sob a forma:

$$E = E_0 e^{j(\omega t - \gamma z)} \quad (2.3)$$

que corresponde a uma onda progressiva que sofre atenuação à medida que se propaga ao longo da direção z .

A constante de propagação (γ) relaciona-se com a constante de atenuação (α) e a constante de fase (β) pela equação (2.4). A constante de propagação pode ainda ser calculada através da equação (2.5), em que ω representa a frequência angular. Por outro lado, a velocidade de propagação pode ser calculada no domínio fasorial através da equação (2.6) e o comprimento de onda através da equação (2.7). Outra definição relevante é a de impedância característica e esta pode ser calculada através da equação (2.8) [7].

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.4)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.5)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.6)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.7)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (2.8)$$

2.3 - Ondas incidentes, refletidas e transmitidas

Qualquer configuração de dois ou mais condutores pode operar como uma linha de transmissão. Analisando agora as ondas e os fenómenos que estão associados às mesmas, quando uma onda se propaga do meio 1 até ao meio 2, se os meios tiverem características diferentes, existem sempre reflexões como resultado da transição entre os meios. Como se pode ver na figura 2.4, quando a onda incidente (O_i) chega ao meio 2, origina duas novas ondas, a onda refletida (O_r) e a onda transmitida (O_t). Ou seja, parte da onda incidente é refletida e a restante é transmitida. A reflexão da onda incidente pode ser entendida como o resultado das características dos dois meios, mais especificamente, a sua impedância pode ser diferente.

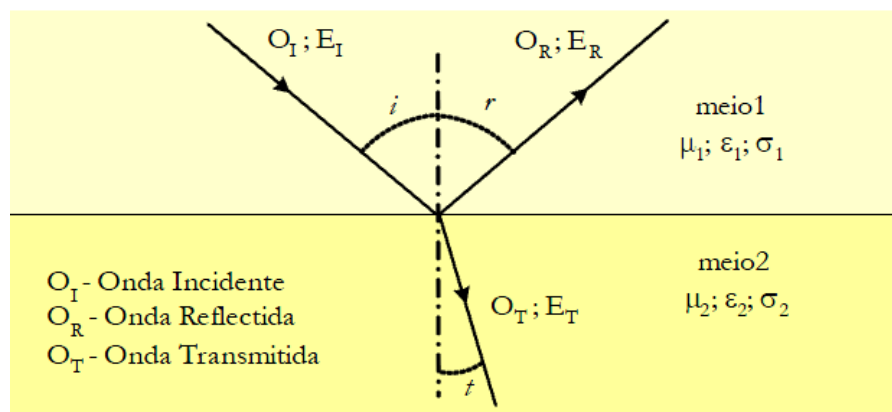


Figura 2.4 - Ondas e diferentes Meios [2]

Quando existe uma desadaptação entre os meios ou canais, podem resultar desta fenómenos indesejados sobre o sinal. Esta desadaptação está relacionada, no caso das linhas de transmissão, com a impedância característica (Z_0) da linha, como se pode ver na figura 2.5. Como Z_0 é diferente da impedância da carga Z_L (impedância característica do meio 2), existe uma desadaptação que origina uma onda refletida. Ora, isto traduz-se numa perda de energia e pode ainda originar distorção do sinal que se pretende transmitir.

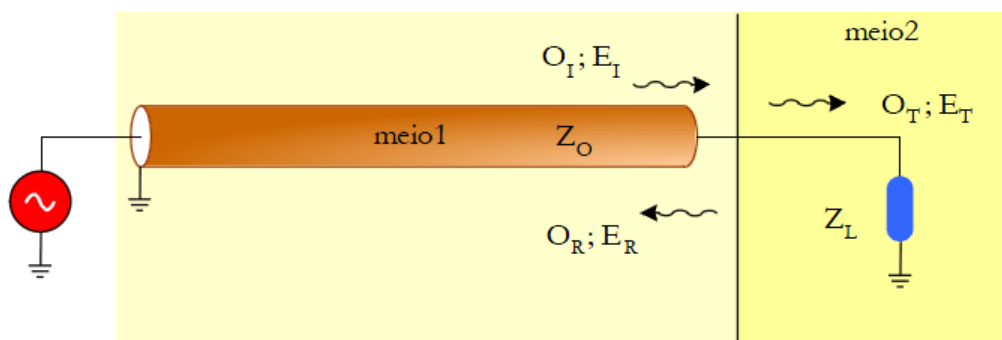


Figura 2.5 - Linhas de Transmissão e Meios diferentes [2]

A resolução deste problema passa por eliminar esta desadaptação, fazendo com que as impedâncias características dos dois meios sejam iguais, ou estejam adaptadas.

Compreendido o problema da desadaptação de impedâncias, revela-se importante apresentar outro conceito que é muito útil na análise de linhas de transmissão: o coeficiente de reflexão. Sabendo que Z_L representa a impedância da carga, Z_0 representa a impedância característica da linha e Z_s representa a impedância do gerador, o coeficiente de reflexão é o quociente entre a tensão refletida e a tensão incidente (como está representado na secção 3.3). Ora, considerando a equação (2.9) e tendo presente que a corrente (I) é sempre a mesma na carga, o quociente de reflexão na carga é dado pela equação (2.10). Já o coeficiente de reflexão no gerador é dado pela equação (2.11).

$$V = RI \quad (2.9)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.10)$$

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (2.11)$$

2.4 - Exemplos de Estruturas de Linhas de Transmissão

Qualquer configuração de dois ou mais condutores pode operar como uma linha de transmissão, mas há alguns tipos de linhas que são relativamente simples de estudar e muito usados nos seus domínios de aplicação [2]. Assim, considera-se para este propósito que uma linha de transmissão tem sempre dois condutores, o “condutor de sinal” e o “condutor de retorno”. A existência destes condutores é imprescindível, uma vez que sem os mesmos não seria possível que as forças originadas nas cargas dum condutor se fechassem sobre as cargas do outro, tornando-se impossível garantir que a energia ficasse situada em torno dos mesmos e tornando inviável ocorrer transmissão de dados [2].

Como os condutores podem ter posições diferentes relativamente um ao outro, existem vários tipos de linhas de transmissão. O Cabo Coaxial é uma possível estrutura para uma linha de transmissão e, como pode ser visto na figura 2.6, é constituído por um condutor de sinal, na figura 2.6 designado por “centre core”, um dielétrico, que separa e isola o condutor central do condutor de retorno, designado na figura 2.6 por “metallic shield”. A envolver estes três componentes, existe ainda uma proteção em plástico, que é designada na figura 2.6 por “plastic jacket” [3].

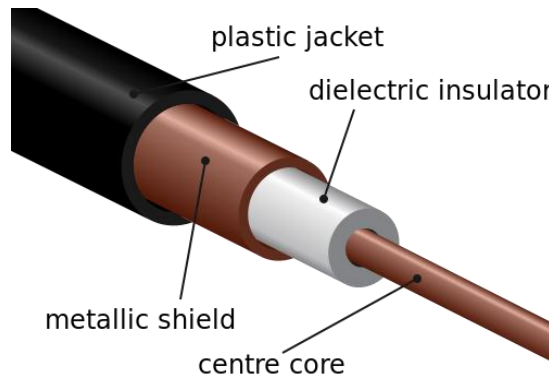


Figura 2.6 - Estrutura de Cabo Coaxial [3]

A impedância característica dos cabos coaxiais varia com a permissividade relativa do dielétrico e com os diâmetros dos metais do condutor central e de retorno, como se pode ver nas equações (2.12 e 2.13) e na figura 2.7.

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (2.12)$$

$$Z_0 = \frac{138.2}{\epsilon_r} \log_{10} \left(\frac{D}{d} \right) \quad (2.13)$$

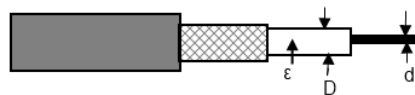


Figura 2.7 - Diâmetros Cabo Coaxial [1]

Os cabos coaxiais foram considerados como exemplo de estrutura de linha de transmissão no âmbito desta dissertação, uma vez que foram usados cabos coaxiais com conectores SMA no processo de caracterização.

Outro exemplo de linha de transmissão é a “microstrip”, também conhecida como linha impressa. Como se pode ver na figura 2.8, este tipo de linha é constituída por um plano de massa e uma fita condutora, separados por um dielétrico.

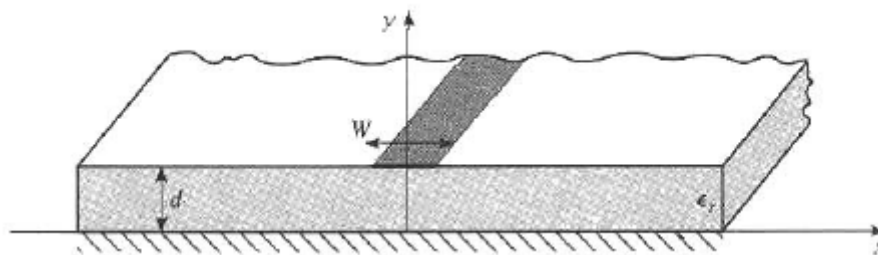


Figura 2.8 - Estrutura Microstrip [5]

A permitividade dielétrica efetiva de uma linha com esta estrutura é dada pela equação (2.14). E, por sua vez, a impedância característica duma linha deste tipo é determinada consoante a dimensão física da linha, a espessura e tipo de substrato, como se pode ver na equação (2.15) [5].

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.14)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{para } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.4444) \right]} & \text{para } W/d \geq 1 \end{cases} \quad (2.15)$$

Na empresa existem duas “Test Fixtures” para HDMI, que servem para fazer a adaptação entre os cabos com conectores SMA que são ligados ao osciloscópio e os cabos HDMI. Estas “Test Fixtures” (figura 2.9) têm um conector para cada interface e entre estes conectores existe um troço de “microstrip”.

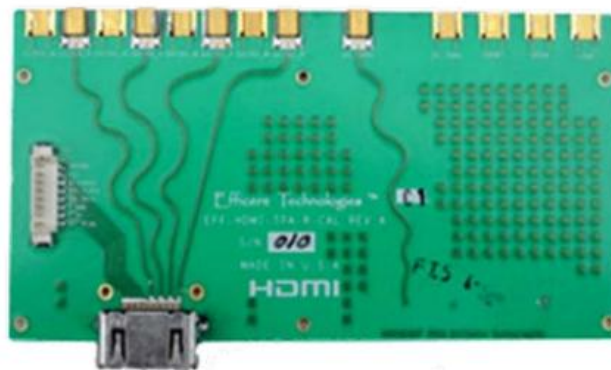


Figura 2.9 - Uma das duas “Test Fixtures” usadas para caracterização dos cabos HDMI [9]

Outro exemplo de estrutura de linha de transmissão é a baseada em pares entrançados. Dentro deste tipo de estrutura existem os cabos entrançados não blindados (figura 2.10a) e

blindados (figura 2.10b e 2.10c). A diferença está, como o próprio nome indica, na existência de blindagem ou não nos pares entrançados ou a envolver o próprio cabo. Há pares entrançados que apenas têm revestimento (figura 2.10a), outros que têm revestimento e blindagem antes do mesmo (figura 2.10b) e outros que têm esta blindagem, mas ainda têm uma blindagem para cada par (figura 2.10c).

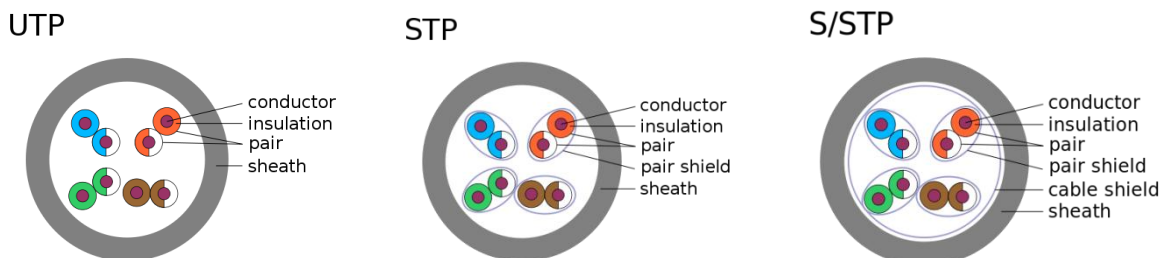


Figura 2.10a - Par entrançado não blindado; **2.10b** - Par entrançado com blindagem a envolver cada par individualmente; **2.10c** - Par entrançado com blindagem a envolver o cabo e cada par individualmente.[4]

2.5 - Cabos HDMI

Os cabos HDMI são constituídos por 4 pares entrançados blindados na extremidade, 3 de dados, 1 de relógio e mais 7 cabos singulares de controlo, totalizando 19 cabos, exatamente o número de pinos que tem um conector de um cabo HDMI. Cada par entrançado representa um par diferencial que está blindado na sua extremidade. Para além desta blindagem, cada par tem ainda um terceiro cabo de blindagem (“Shield”) para garantir o isolamento entre o próprio par. Assim, cada par entrançado tem 3 cabos. Na figura que se segue, pode ver-se detalhadamente cada par [10].

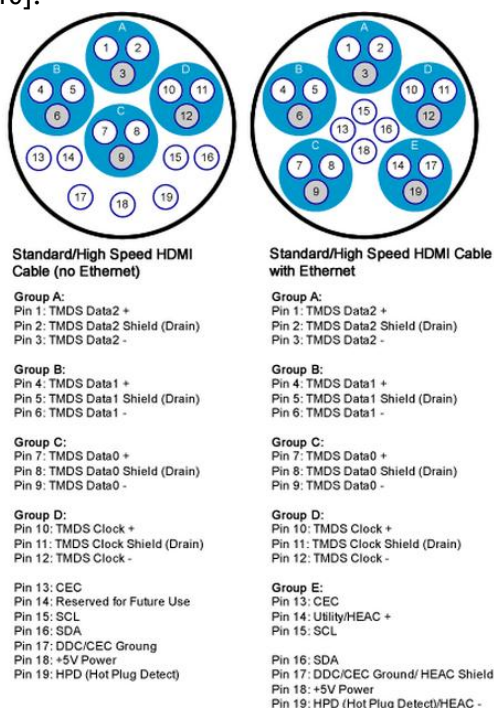


Figura 2.11 - Cabo HDMI, vista interna [10]

Como se pode ver na figura 2.11, existem dois tipos de cabos HDMI, os cabos “Standard” e os cabos “High Speed”. O que os distingue é a atenuação que cada um impõe no sinal que os atravessa, especialmente às altas frequências. Esta atenuação vai limitar a taxa de transmissão de dados. Os cabos “Standard” são projetados para velocidades de transmissão de 2.25 Gbps, em que cada par tem uma taxa de transmissão de 742.5 Mbps. Como cada cabo HDMI tem 3 pares de dados, a transmissão total pode ir até 3 vezes os 742.5 Mbps, ou seja, aproximadamente 2.25 Gbps. Já os cabos “High Speed” são feitos para operar a velocidades de 10.2 Gbps [11]. Partindo do mesmo princípio, cada par tem uma taxa de transmissão de 3.4 Gbps.

Sabendo que existem estes dois tipos de cabos, para cada um destes existe ainda outra variante, isto é, a possibilidade de ter “Ethernet” ou não. Assim, em suma, podem ter-se cabos HDMI “Standard” ou “High Speed” com “Ethernet” ou sem “Ethernet”, a diferença é que os cabos “Ethernet”, para além dos 4 grupos normais de cabos, três pares de dados e um de relógio, têm um quinto grupo de cabos, na figura 2.11 indicado como Grupo E, para disponibilizar a “Ethernet”.

A versão mais recente de HDMI é a 1.4, com velocidades de transmissão até 10.2 Gbps. No entanto está a ser preparada uma nova versão HDMI, a 2.0. Esta versão terá aproximadamente o dobro da largura de banda para o relógio (600 MHz) e atingirá velocidades de transmissão até 18 Gbps [8].

Na empresa existem três “Cable Emulators” de HDMI da Agilent, um do Tipo 1 Categoria 1, outro do Tipo 1 Categoria 2 e outro do Tipo 3. Estes emulam cabos HDMI e têm uma interface SMA que facilita aspetos como a calibração e minimiza problemas com as desadaptações entre as interfaces. Os “Cable Emulator” do Tipo 1 são usados para emular cabos “Standard”. O de categoria 1 emula cabos cuja atenuação permite velocidades de transmissão até 742.5 Mbps e o de categoria 2 emula cabos cuja a atenuação permite velocidades de transmissão superiores a 742.5 Mbps [12]. O “Cable Emulator” tipo 3 emula cabos com equalização passiva e emula cabos cuja atenuação permite velocidades superiores a 742.5 Mbps [12].



Figura 2.12 - “Cable Emulator” Tipo 1 Categoria 1

2.6 - Sumário

Neste capítulo foram abordados os aspetos teóricos relacionados com as linhas de transmissão. Abordou-se a questão das desadaptações entre meios e as implicações que estas têm, nomeadamente nas reflexões que originam. Surgiram, então, relacionados com estas desadaptações, os conceitos de onda incidente, onda refletida e onda transmitida. Depois foram apresentados alguns exemplos de possíveis estruturas de linhas de transmissão. Consideraram-se os cabos coaxiais, as “microstrips” e os pares entrançados. Os cabos coaxiais foram apresentados como exemplo, uma vez que no processo de caracterização, os cabos com conetores SMA são um exemplo deste tipo de estrutura. Já as “microstrip” foram os troços de “PCB” nas interfaces dos meios de transmissão que justificaram a sua apresentação. Por fim, os pares entrançados foram abordados, uma vez que os cabos HDMI são pares entrançados com blindagem em cada par, blindagem na extremidade do cabo e ainda uma blindagem interior a cada par, através de um cabo designado “Shield”. Os cabos HDMI são, então, a última secção deste capítulo e, para além de se falar da sua configuração, referem-se também as velocidades de transmissão definidas nas especificações das versões mais atuais do HDMI e dos “Cable Emulators” existentes na Synopsys e suas características.

Capítulo 3

Caraterização de Linhas de Transmissão

3.1 - Introdução

Neste capítulo, serão apresentados os aspetos a considerar na caraterização no domínio da frequência e no domínio do tempo de linhas de transmissão. Serão abordados os parâmetros usados na caraterização das mesmas, assim como os processos de caraterização desenvolvidos no âmbito do projeto para cada domínio. Serão ainda apresentadas as ferramentas usadas no processo de obtenção da matriz diferencial, assim como na obtenção da resposta impulsional dos cabos HDMI e ainda os “scripts” MATLAB utilizados para fazer o “de-embedding” e o “embedding”. Por fim, será abordada a comparação entre a caraterização feita no domínio da frequência, usando o VNA, e a feita no domínio do tempo, usando a técnica TDR.

3.2 - Domínio da Frequência

Os métodos de caraterização de linhas de transmissão no domínio da frequência são baseados em análise vetorial. Como o objetivo do projeto é desenvolver ferramentas para modelação de cabos HDMI a operar até 10 Gbps, trata-se do domínio da alta frequência. Assim, os métodos de caraterização que se revelam mais adequados são os distribuídos. Nos métodos de caraterização concentrados (“*Lumped*”), as variações que ocorrem ao longo da linha de transmissão são desprezadas. Ora este princípio, quando se fala de frequências muito altas, não pode ser assumido, já que a sobreposição entre ondas incidentes e refletidas é um fenómeno com uma dimensão bastante considerável e os curto-circuitos e circuitos abertos são complicados de implementar nas altas frequências, num grande intervalo de frequências [13].

Como consequência da necessidade de serem utilizados parâmetros distribuídos na caraterização de linhas de transmissão que operam a altas frequências, os parâmetros-S são

os que merecem maior destaque. Estas técnicas aplicam-se não somente a linhas de transmissão, mas à caraterização de dispositivos eletrónicos de uma forma geral. Estes parâmetros comparam as tensões de entrada com as tensões de saída e revelam-se simples conceptualmente, analiticamente convenientes e capazes de fornecer uma boa compreensão dos problemas de medida e de desenho [13].

Normalmente, esta caraterização é feita utilizando circuitos com dois portos, um de entrada e outro de saída, como se pode ver na figura 3.1.

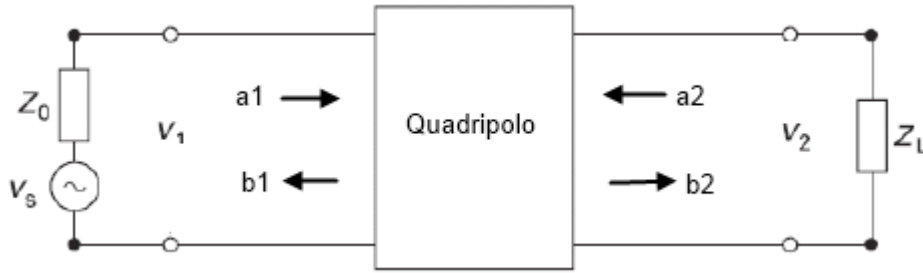


Figura 3.1 - Diagrama de circuito de dois portos [14]

Nesta figura, estão também representadas a tensão V_1 , as variáveis a_1 e b_1 , relativas ao porto 1 e a tensão V_2 , as variáveis a_2 e b_2 , relativas ao porto 2. Os parâmetros-S são simbolicamente representados, como se pode ver na equação (3.1). As variáveis a_i e b_i são tensões complexas normalizadas das ondas incidentes (a_i) e refletidas/transmitidas (b_i) (equações (3.2) e (3.3)). Os índices m , n e i correspondem aos portos[13].

$$S_{mn} = \frac{b_m}{a_n} \quad (3.1)$$

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2\sqrt{|ReZ_i|}} \quad (3.2)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2\sqrt{|ReZ_i|}} \quad (3.3)$$

Ainda relativamente à figura 3.1, em circuitos de dois portos, as relações entre a , b e S , são dadas através das equações (3.4) e (3.5), as quais podem ainda ser representadas na forma matricial, como se pode ver na equação (3.6).

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (3.4)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Os parâmetros-S podem ainda ser representados através de um diagrama de fluxo (figura 3.2).

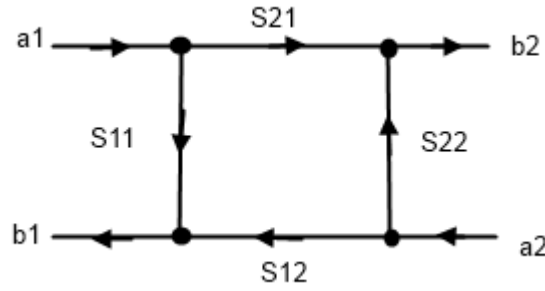


Figura 3.2 - Diagrama de Fluxo dos Parâmetros-S [15]

Através do diagrama na figura 3.2, pode observar-se que o nome atribuído a cada parâmetro tem um significado particular e facilmente se compreende que as variáveis independentes das equações (3.4) e (3.5), ou seja, a_1 e a_2 , representam ondas incidentes. Já as variáveis dependentes das mesmas equações, b_1 e b_2 , representam as ondas que são refletidas ou transmitidas. Olhando para cada um dos parâmetros-S, pode dizer-se que [5]:

- S_{11} representa o coeficiente de reflexão da porta de entrada (“return loss” ou perdas de retorno), com a porta de saída terminada com uma impedância adaptada ($Z_L=Z_0$);
- S_{22} representa o coeficiente de reflexão da porta de saída (“return loss” ou perdas de retorno), com a porta de entrada terminada com uma impedância adaptada ($Z_s=Z_0$ e $V_s=0$);
- S_{21} representa o ganho de transmissão (perdas de inserção ou “insertion loss”), com a porta de saída terminada com uma impedância adaptada;
- S_{12} representa o ganho de transmissão inverso (“insertion loss” ou perdas de inserção), com a porta de entrada terminada com uma impedância adaptada.

Assim, os parâmetros-S são dados pelas seguintes equações:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad (3.7)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \quad (3.8)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad (3.9)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \quad (3.10)$$

Outro assunto importante no domínio da frequência é a necessidade de retirar da caracterização de um dispositivo (DUT) todos os elementos que estão a mais. Para o efeito realiza-se uma operação designada por calibração que consiste em colocar nos portos de referência, nos quais o dispositivo está ligado, uma carga, um aberto e um curto-circuito. No caso em que o DUT para efeitos de medida se encontra ligado a uma estrutura de teste, é

necessário ainda realizar o “de-embedding”. Esta técnica “é um processo matemático que remove os efeitos de partes indesejadas da estrutura incorporados nos dados medidos, subtraindo-se desta forma a sua contribuição” [6]. Um diagrama desta técnica pode ser visto na figura 3.3:

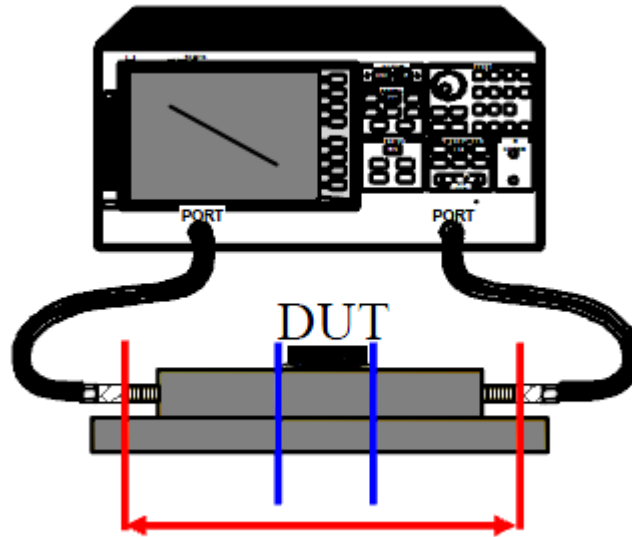


Figura 3.3 - Diagrama da técnica de-embedding [6]

Do “de-embedding” resulta que os dados que caraterizam o DUT (espaço a azul, na figura 3.3) são iguais aos dados medidos (espaço vermelho, na figura 3.3) subtraídos dos dados intrínsecos à estrutura na qual o DUT está inserido.

Como os parâmetros-S permitem fazer a caraterização de dispositivos (DUT) e podem ser representados matricialmente, como se pode ver na equação (3.6), o “de-embedding” pode ser feito aproveitando estes parâmetros. Pode ver-se na figura 3.4 a caraterização dos elementos que devem ser subtraídos (“Caraterística A” e “Caraterística B”) e o elemento que se quer extrair (“DUT”):

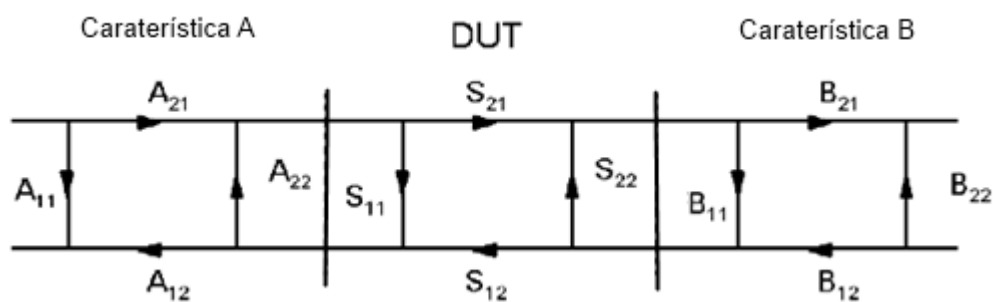
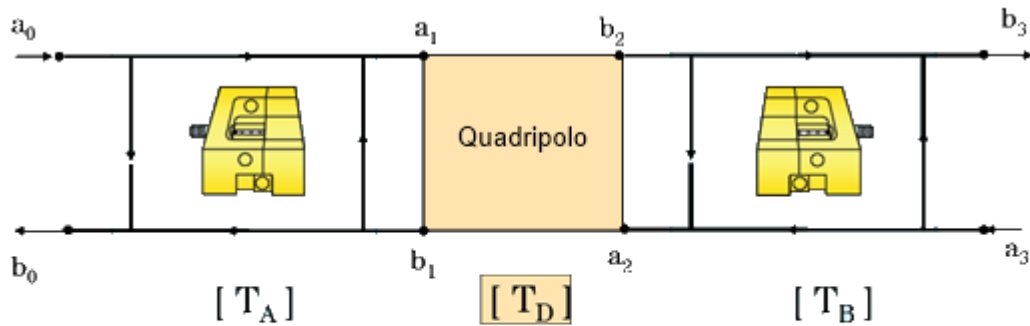


Figura 3.4 - “De-embedding” [15]

O objetivo será obter apenas as características do DUT através de manipulações nas matrizes que caracterizam cada quadripolo. No entanto, para se poder simplificar as operações entre as matrizes e poder fazer apenas produtos de matrizes, os parâmetros-S convertem-se para parâmetros-T. Esta conversão pode ser feita através da equação (3.11). E a conversão inversa pode ser feita a partir da equação (3.12). Na figura 3.5, apresenta-se um diagrama desta operação [15].

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & -\frac{T_{21}}{T_{22}} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$



$$[T_m] = [T_A][T_D][T_B] \quad [T_D] = [T_A]^{-1}[T_m][T_B]^{-1}$$

Figura 3.5 - “De-embedding” já com as matrizes T [6]

Como se pode ver na figura 3.5, começa-se por multiplicar todas as matrizes e depois multiplica-se a matriz resultante desta operação pela inversa das matrizes que representam as características que se querem eliminar. Assim, a matriz final T_D contém apenas as características do DUT, como é desejado.

A calibração no domínio da frequência é bastante exigente. Contudo, existem vários tipos de calibração possíveis: a calibração da resposta em frequência, a calibração da resposta e do isolamento, a calibração de um porto e a calibração completa de ambos os portos. De todas

as calibrações enunciadas, a mais precisa é a última. Esta corrige todos os erros sistemáticos que ocorrem em ambas as direções.

3.2.1 - Processo de Caraterização Com o VNA

O processo de caraterização no domínio da frequência foi realizado na FEUP, utilizando o VNA8703B da Agilent, com uma largura de banda de 20 GHz [16]. Foi caraterizado o “Cable Emulator” Tipo 1 Categoria 2, para ser possível comparar esta caraterização com a feita, usando o equipamento disponível na Synopsys, o DSA.

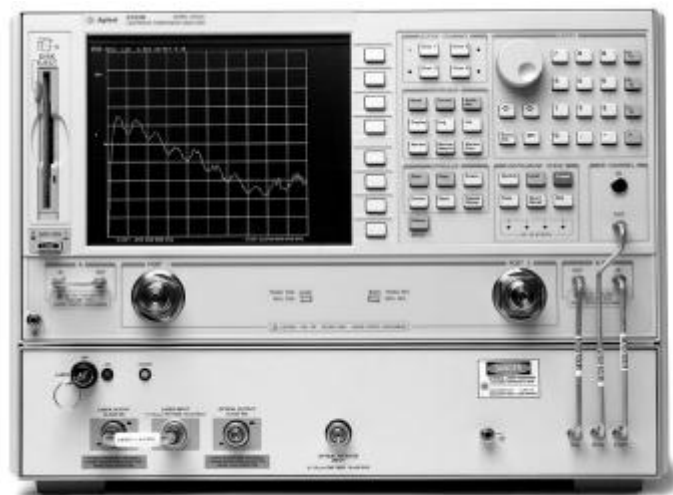


Figura 3.6 - VNA 8703B da Agilent [16]

Efetuuou-se uma calibração completa de ambos os portos. Calibrou-se usando os cabos com conectores SMA instalados no equipamento e um kit de calibração também da Agilent, o 85052D de 3.5 mm.



Figura 3.7 - Kit de calibração 85052D 3.5mm [17]

O processo de aquisição dos 6 ficheiros s2p “single-ended” foi idêntico ao processo de obtenção dos mesmos, usando o DSA, que pode ser visto com maior detalhe na secção 3.3.1. A diferença esteve na forma direta como se obteve cada uma das respostas na frequência,

sem ser necessário converter do domínio do tempo para o domínio da frequência. Para além disto, apenas se teve de ajustar a média, o passo na frequência e a frequência máxima.

3.3 - Domínio do Tempo

Neste domínio, a técnica de caracterização mais utilizada é a Refletometria no Domínio do Tempo (TDR), em inglês Time Domain Reflectometry. Esta técnica é baseada no princípio da reflexão numa interface (figura 3.8).

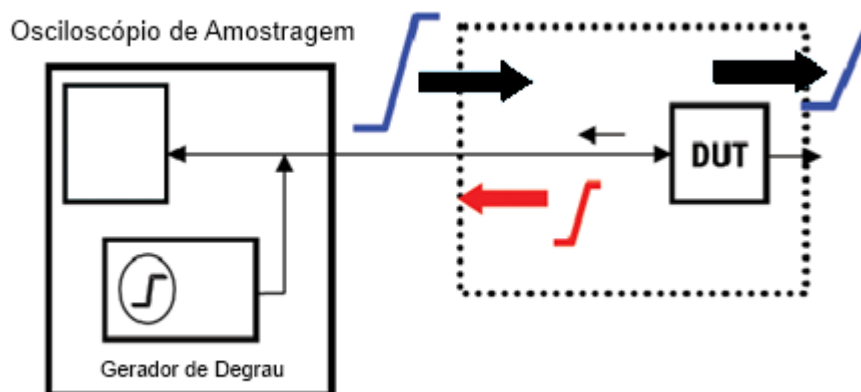


Figura 3.8 - Diagrama da técnica TDR [18]

É injetado um degrau num "Device Under Test", este degrau atravessa o mesmo até chegar à carga, ou ao fim do DUT e as reflexões que forem vistas no osciloscópio, representam alterações na impedância característica. Assim, assumindo que as reflexões estão a ser visualizadas no mesmo ponto de injeção do sinal, podem ser identificadas quatro respostas diferentes para quatro terminações possíveis da linha de transmissão (figura 3.9) [19].

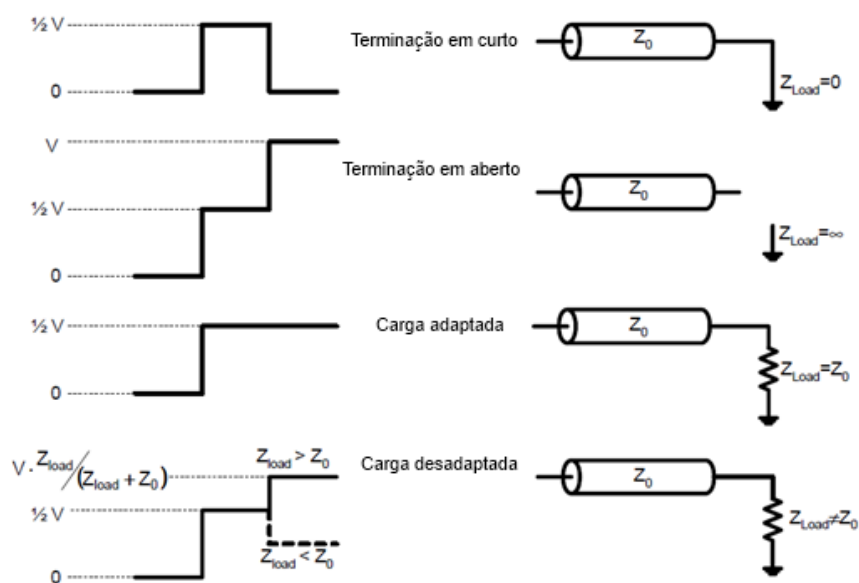


Figura 3.9 - Terminação TDR relevantes [20]

Analisando a figura, observa-se que quando $Z_L = 0$ (L está representada na figura 3.9 por “load”), ou seja, a carga é um curto-circuito, o degrau refletido apresenta uma inversão de fase. Quando $Z_L = \infty$, ou seja, a carga é um circuito aberto, a reflexão é um degrau que adiciona a tensão do degrau incidente ao sinal. Já quando $Z_L = Z_0$, não existe reflexão, uma vez que as impedâncias estão adaptadas. Pode acontecer ainda que $Z_L \neq Z_0$. No caso da impedância de carga ser superior, o degrau aumenta segundo a expressão da figura. No caso da impedância de carga ser inferior, o degrau baixa consoante a mesma relação.

A figura que se segue representa três situações das referidas anteriormente e apresenta ainda dois tipos de distorção que podem ser analisados através da TDR: a distorção provocada por um elemento indutivo da linha e a distorção provocada por um elemento capacitivo da linha [14].

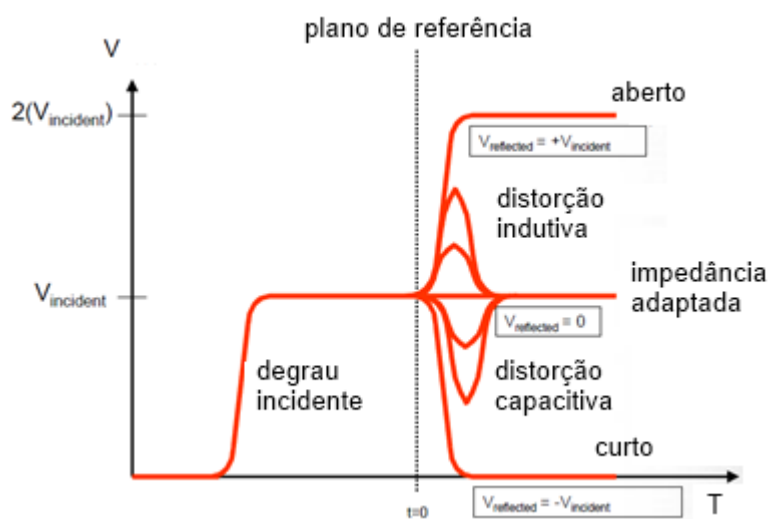


Figura 3.10 - Possíveis análises no domínio TDR [14]

Através destes resultados, facilmente se consegue determinar a posição em que ocorre uma desadaptação de impedâncias. Com este objetivo, começa-se por medir o tempo que demora a ser vista a reflexão, isto é, a diferença entre o tempo em que ocorre a reflexão e o tempo em que é injetado o degrau de entrada e depois multiplica-se pela velocidade de propagação (figura 3.11). No caso do degrau ser injetado na entrada e o refletido ser observado na mesma entrada, então o tempo calculado anteriormente deve ser dividido por dois, uma vez que o sinal tem de percorrer o cabo duas vezes.

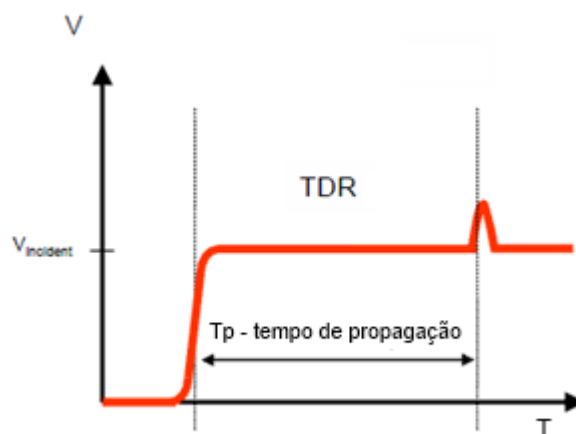


Figura 3.11 - TDR - Tempo até ocorrer eventual distorção [14]

O processo de caracterização no domínio do tempo envolve a aquisição das ondas no domínio do tempo, sendo as ondas TDR as que dizem respeito às reflexões e as ondas TDT as que dizem respeito às transmissões, como se pode ver no diagrama na figura 3.12.

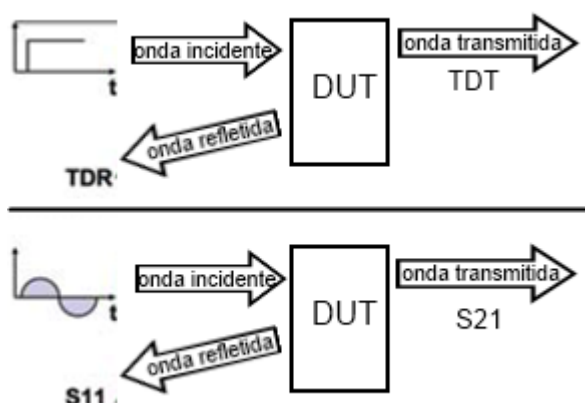


Figura 3.12 - Diagrama da Caracterização no Domínio do Tempo [21]

O diagrama da figura 3.12 mostra também que as ondas TDR no domínio do tempo são as que são usadas para obter os S_{11} ou S_{22} (perdas de retorno em cada um dos portos) no domínio da frequência. Já as ondas TDT, no domínio do tempo, são usadas na obtenção dos S_{21} ou S_{12} (perdas de inserção) no domínio da frequência.

Na figura 3.13 pode ver-se a configuração das medidas TDR e TDT.

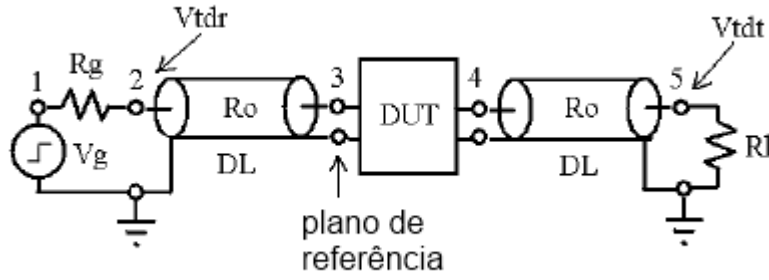


Figura 3.13 - Configuração das medidas TDR e TDT [22]

Como se pode constatar na figura 3.13, é injetado um degrau no nó 1 e a onda refletida (V_{tdr}) é vista no nó 2, ou seja, na própria entrada. As linhas de transmissão com uma dada impedância característica R_0 representam os cabos coaxiais com conectores SMA usados na caracterização. Quando se vê no nó 5, trata-se de uma medida TDT, ou seja de uma transmissão (V_{tdt}).

Para se obter uma medida TDR, calcula-se a razão entre a tensão refletida (V_{refl}) e a tensão incidente (V_{inc}) e que não é mais do que calcular o coeficiente de reflexão (3.13). No entanto, para se obter o coeficiente referente às perdas de retorno (S_{11}), tem de se converter esta informação para o domínio da frequência, usando-se para isso a FFT (“Fast Fourier Transform”). Assim, obtém-se o S_{11} através da expressão (3.14). Já para se obter uma medida TDT, calcula-se a razão entre a tensão incidente (V_{inc}) e a tensão de saída (V_{out}). E para se obterem as perdas de inserção usa-se a expressão (3.15), tratando-se estas da função de transferência ($H(f)$) [22].

$$\rho = \frac{V_{refl}}{V_{inc}} \quad (3.13)$$

$$S_{11}(f) = \frac{FFT(V_{refl})}{FFT(V_{inc})} \quad (3.14)$$

$$H(f) = S_{21}(f) = \frac{FFT(V_{out})}{FFT(V_{inc})} \quad (3.15)$$

3.3.1 - Processo de Caraterização Realizado no DSA (TDR/TDT)

O processo de caraterização no domínio do tempo foi efetuado utilizando o equipamento DSA8200 com um módulo 80E04 da Tektronix (figura 3.14). Este equipamento trata-se de um osciloscópio de “sampling” com o módulo TDR anteriormente referido instalado numa das “gavetas” e tem instalado o Windows xp e dois tipos de “software” para captura das ondas no domínio do tempo e posterior conversão para o domínio da frequência. O módulo 80E04

define uma largura de banda de 20 GHz e um tempo de subida incidente de 23 ps e refletido de 28 ps [23]. As aplicações que permitem fazer a conversão e captura dos sinais chamam-se “IConnect S-Parameters and Z-Line” e “Iconnect Wizard”, sendo que o segundo se serve do primeiro, mas com uma interface gráfica que facilita o processo de caraterização, tornando-o mais intuitivo, com o problema de ter algumas limitações, explicadas a seguir nesta secção. Assim, importa fazer uma descrição de ambos os processos de caraterização, utilizando num caso um “Wizard” fornecido com a aplicação principal, e no outro caso diretamente a aplicação “IConnect”, ambos disponíveis no DSA.

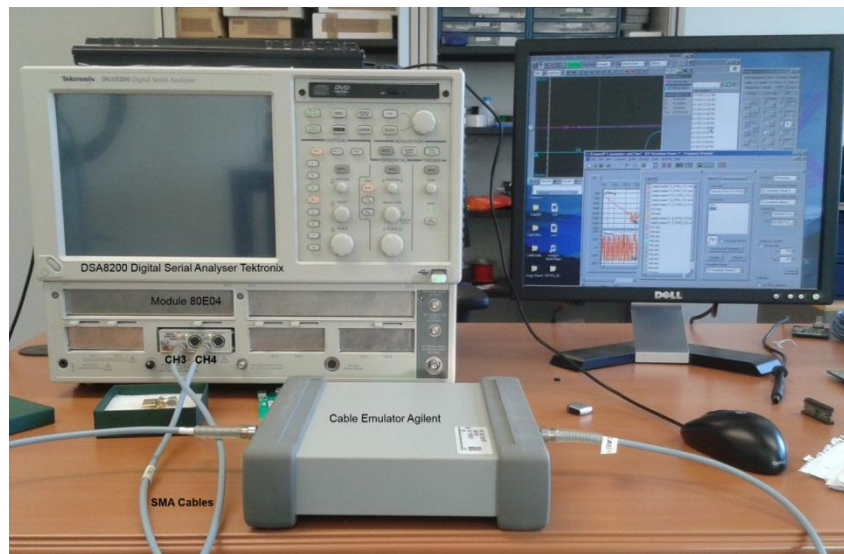


Figura 3.14 - “Setup” de Caraterização

A caraterização depende muito das interfaces entre o DUT e os instrumentos de caraterização. Do conjunto de DUTs a caraterizar, 3 eram “Cable Emulators” para HDMI, da Agilent. Estes têm uma interface SMA que permite ligar diretamente o osciloscópio de amostragem e efetuar a caraterização com boas ligações. Já para os cabos HDMI têm que ser usados adaptadores designados por “Test Fixtures” para permitir ligar os cabos SMA aos conetores HDMI. Esta adaptação é feita através de duas “Test Fixtures”, uma para cada conector. O esquema da caraterização dos cabos pode ser visto na figura 3.15.

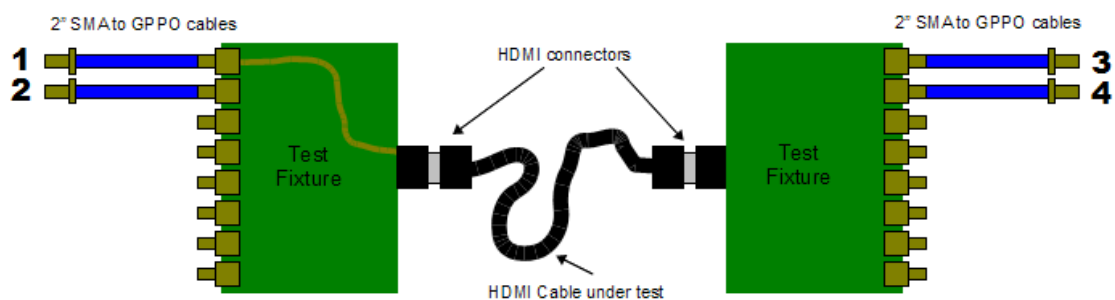


Figura 3.15 - Esquema de Caraterização dos cabos HDMI

Os cabos azuis representados na figura 3.15 são pequenos cabos coaxiais com conectores SMA, que depois ligam aos cabos do mesmo tipo mas de 1 metro, também usados na caracterização dos “Cable Emulators” (os cabos azuis que podem ver-se na figura 3.14 e que ligam o osciloscópio ao “Cable Emulator”).

As “Test Fixtures”, para além dos 3 pares de dados e 1 de relógio, têm troços de calibração. Têm troços com o comprimento e as características da “microstrip” que vão de um conector ao outro, mas com as diferentes terminações usadas para a calibração. Assim, tem um troço terminado com uma carga de 50Ω (“load”), tem um troço terminado com um curto-circuito (“short”), tem um troço terminado em aberto (“open”) e tem ainda uma ligação direta (“thru”) com duas vezes o comprimento dos restantes troços.

Na caracterização no domínio do tempo, é fundamental definir o plano de referência (“reference plane” na figura 3.10). O plano de referência é o instante de tempo a partir do qual começa a caracterização. Este instante de tempo pode ser definido consoante a necessidade de eliminar o efeito de alguns componentes que não interessam na análise, bastando para isso definir este plano de referência imediatamente após as reflexões associadas a estes componentes. O plano de referência é definido pelo início do degrau de referência, seja este um “open”, um “short” ou um “thru” (o “thru” tem uma forma semelhante ao “open”).

Além disso, outros parâmetros que podem fazer a diferença entre uma caracterização mais ou menos precisa ou mais ou menos válida para as frequências pretendidas, devem ser considerados.

Os parâmetros fundamentais para a caracterização no domínio do tempo e os usados na posterior conversão para o domínio da frequência são:

- Tw - Janela Temporal;
- N - Número de Amostras;
- Δt - Resolução Temporal;
- Δf - Passo na Frequência;
- Fmax - Frequência Máxima;
- Fny - Frequência de Nyquist.

Em relação a este último parâmetro entra outro conceito importante na análise: a frequência de Nyquist (Fny). O teorema de Nyquist diz que em condições ideais, para se poder reconstruir um sinal, a frequência de amostragem deve ser no mínimo duas vezes a maior frequência do espectro desse sinal. Considerando que a frequência de amostragem é dada pelo inverso do intervalo de tempo entre amostras, tem-se que $Fny = Fmax = 1/(2 \cdot \Delta t)$. A resolução temporal é escolhida de modo a termos uma sobreamostragem do sinal. Considerando que a análise que se pretende fazer é até 10 GHz, dependendo do Δt definido tem-se uma sobreamostragem maior ou menor. Quanto maior a resolução temporal (menor

Δt), maior a sobreamostragem, ou seja, maior é F_{ny} . A frequência máxima que se consegue obter (F_{max}) é então equivalente a F_{ny} .

Na figura que se segue pode observar-se o significado de cada um dos parâmetros no domínio do tempo.

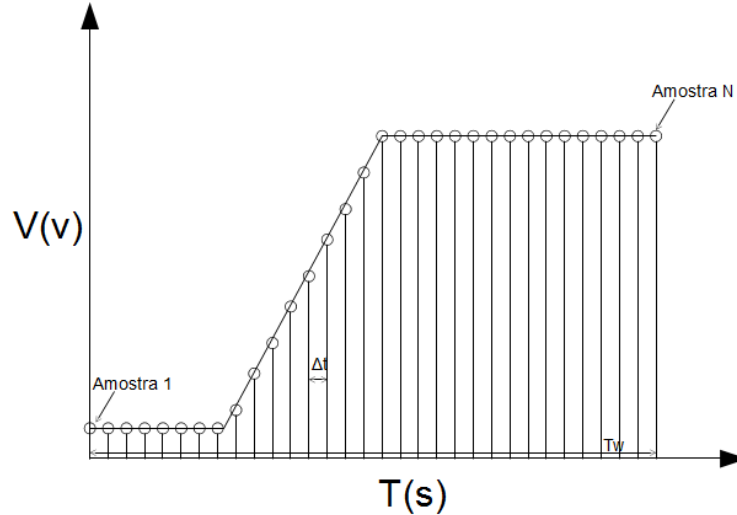


Figura 3.16 - Amostragem

O sinal a amostrar é um degrau com um tempo de subida definido, exatamente como o degrau injetado pelo módulo TDR instalado no DSA e é um sinal de tensão (V) “versus” tempo (T). Como se pode ver, o Δt é o tempo entre cada amostra e o T_w é a janela temporal que contém todas as N amostras feitas ao sinal. O Δt vai definir a resolução temporal e metade do seu inverso vai definir a frequência máxima (equação (3.19)) até à qual se consegue ir depois da conversão tempo-frequência.

Um desafio importante no domínio da análise TDR é a definição de cada um destes parâmetros, pois estão diretamente relacionados com a qualidade dos parâmetros-S posteriormente extraídos. Os parâmetros T_w , N e Δt estão diretamente relacionados, como se pode ver nas expressões (3.16 e 3.17) [24].

$$T_w = N \cdot \Delta t \quad (3.16)$$

$$\Delta t = T_w / N \quad (3.17)$$

Na conversão para o domínio da frequência, os parâmetros que interessam passam a ser a $F_{max}(F_{ny})$ e o passo na frequência definidas pelas expressões (3.18 e 3.19).

$$\Delta f = 1/T_w \quad (3.18)$$

$$F_{max} = 1/(2 \cdot \Delta t) \quad (3.19)$$

Estes parâmetros podem ser vistos na figura que se segue, na qual se apresenta a resposta típica das perdas de inserção (atenuação dos cabos).

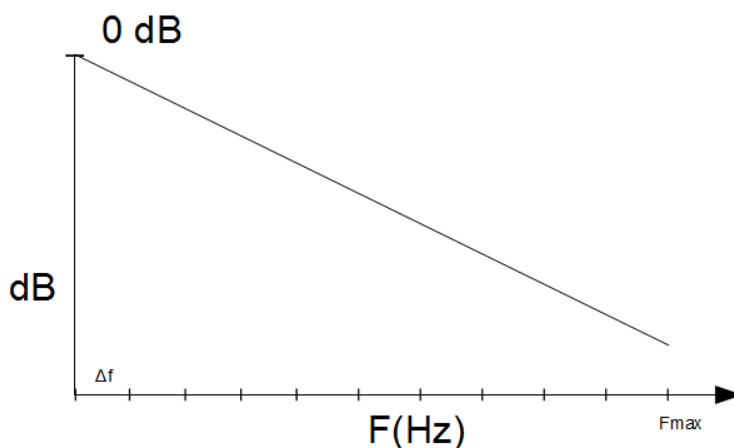


Figura 3.17 - Apresentação dos Parâmetros F_{max} e Δf

No entanto, o valor de F_{max} terá de ser sempre superior ao valor de frequência máxima escolhido no “IConnect” quando é feita a conversão para a frequência (apresentado na secção 4.7). Tomando como exemplo uma caracterização com um $\Delta t = 5 \text{ ps}$, tem-se uma $F_{\text{max}} = 100 \text{ GHz}$. No entanto se se escolher uma frequência máxima no “IConnect” de 10 GHz tem-se uma sobreamostragem de 10 vezes em relação à frequência a que se pretende chegar (10 GHz). Este parâmetro e o Δf são passados no “IConnect” depois de obter as ondas no domínio do tempo e são usados na conversão do domínio do tempo para o domínio da frequência.

Como foi dito anteriormente, havia duas possibilidades de caracterizar os cabos HDMI, utilizando os instrumentos disponíveis na empresa. Abordando individualmente cada possibilidade, tem-se que o “IConnect Wizard” é uma aplicação que a Tektronix descreve como fácil de utilizar e automatiza todo o processo de caracterização [25]. No entanto, este “software” tem limitações como o máximo número de amostras ser de 4000 e o facto de ter uma flexibilidade limitada, não permitindo por exemplo visualizar as ondas no domínio do tempo nem as que converte para o domínio da frequência em tempo real, criando 8 ficheiros que apenas podem ser vistos após o processo de caracterização do DUT. Esta aplicação cria ainda um ficheiro s2p com os parâmetros-S “single-ended”.

Já a aplicação “Iconnect S-Parameters and Z-Line” não tem as limitações anteriormente associadas ao “Wizard”, uma vez que consegue fazer a caracterização, considerando 1 milhão de pontos (amostras). Sabendo que a frequência máxima e a janela temporal estão diretamente relacionadas, como se pode verificar na equação (3.19), é perceptível que, quanto maior for o número de pontos, maior é a resolução temporal e maior é a frequência que se consegue alcançar.

Utilizando esta aplicação, a janela temporal é definida através da escala escolhida no osciloscópio e uma vez recolhido o degrau de referência, seja ele um “short”, um “open” ou um “thru”, a escala tem de se manter, assim como a resolução e o número de pontos, para a

calibração e a definição do plano de referência serem possíveis, utilizando esta mesma referência.

Outra circunstância que pesou na decisão da escolha da aplicação a usar foi o facto de não ser possível caracterizar cabos superiores a 5 metros utilizando o “Wizard”. Tendo este problema origem nas limitações já abordadas, optou-se por caracterizar os cabos, usando o “IConnect S-Parameter and Zline”.

Outro fator importante que define a resolução da medida TDR é o tempo de subida do sistema de medida. Segundo a Tektronix [26], a resolução da medida TDR é igual a metade do tempo de subida do sistema. Esta relação justifica-se com o argumento de que, se duas descontinuidades aparecerem a uma distância temporal tal que seja inferior a metade do tempo de subida do sistema, esta não pode ser detetada, perdendo-se essa reflexão [26].

Quando se está a falar de medir as perdas de um cabo ao longo da frequência, se a análise depende do tempo de subida do degrau injetado no sistema, é natural que quanto mais lento for o tempo de subida do sistema menos informação às altas frequências tem a medida. Considerando cabos longos em que o tempo de subida do sistema se vai deteriorando, é de prever que a informação às altas frequência vá sendo cada vez menor com o aumento do comprimento dos cabos.

Olhando agora para a caracterização feita, as limitações de equipamento obrigaram a que as aquisições fossem “single-ended” em vez de serem diretamente em diferencial (justificado na secção 3.4). As medidas “single-ended” distinguem-se das diferenciais uma vez que se considera cada elemento do par separadamente.

O processo de caracterização das medidas “single-ended”, após muitas verificações, revelou-se sistemático e pode ser descrito pelas seguintes fases:

- verificar tempo de propagação do cabo;
- definir uma janela temporal que permita visualizar o sinal até este estabilizar completamente;
- definir a média de medidas a usar em todas as aquisições (representado pelo parâmetro “AVG” (“averaging”) na figura 3.18 que se segue);
- obter as ondas de referência que o “IConnect” usa posteriormente para definir o plano de referência e para efeitos de calibração, ajustando o desfasamento entre os canais do osciloscópio;
- obter ondas no domínio do tempo: as ondas das medidas TDR, isto é, da reflexão e as ondas das medidas TDT, da transmissão (nota: para cada medida é necessário ajustar o desfasamento entre os canais do osciloscópio, para garantir que os degraus começam no mesmo instante de tempo);
- converter estas ondas para o domínio da frequência usando o “IConnect”:
 - para obter as perdas de inserção, usa-se o “Thru” como referência(TDT);

- para obter as perdas de retorno, usa-se o “Open” como referência(TDR);
- definem-se também o Δf e o F_{max} no “IConnect”.

Estes passos estão representados nos diagramas que se seguem:

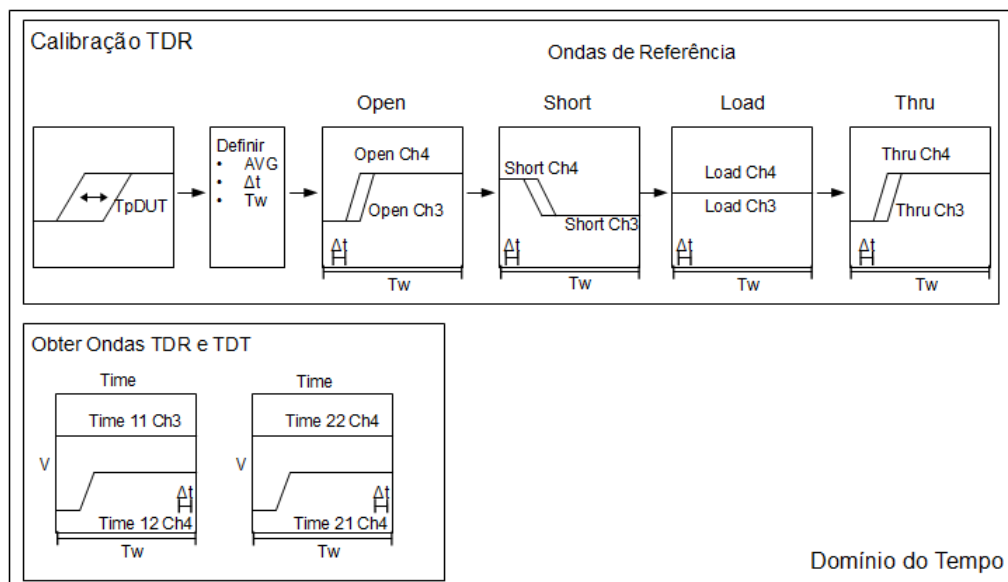


Figura 3.18 - Passos para Caracterização TDR usando o “IConnect” (Domínio do Tempo)

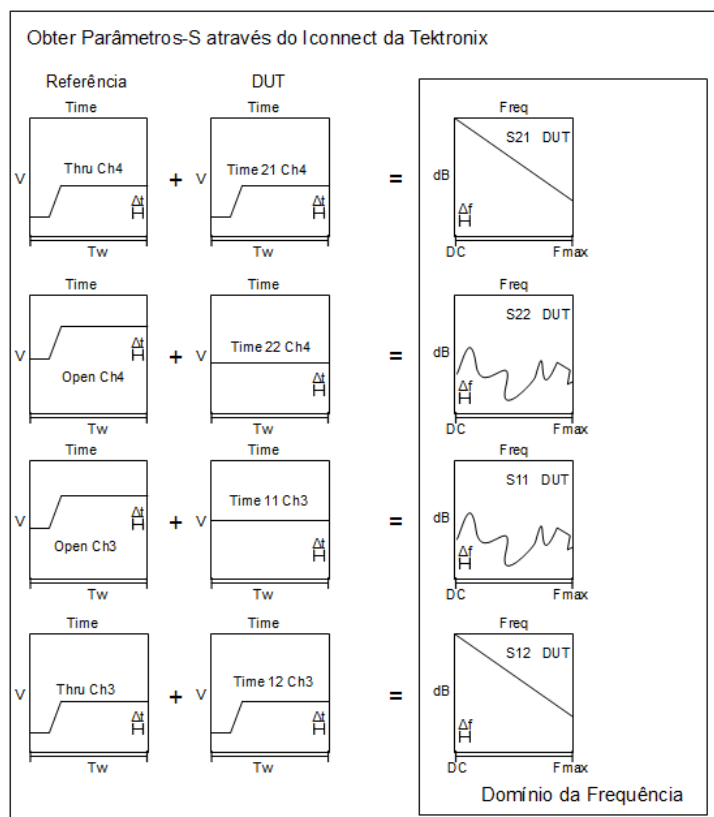


Figura 3.19 - Passos para Caracterização TDR usando o “IConnect” (Conversão para a Frequência)

Como se pode ver nas figura 3.18 e 3.19, há uma sequência definida para a caracterização. No entanto é necessário fazer esta sequência para todas as diferentes configurações, como aparece explicado na secção 3.4. Estes passos permitem obter o ficheiro s2p para uma das 6 medidas “single-ended” necessárias para a construção da matriz diferencial.

Podem ver-se as formas de onda obtidas no “IConnect S-Parameters and Z-line” nas figuras que se seguem. A figura 3.20 diz respeito às referências “Open” e “Thru” recolhidas para uma dada janela temporal (neste caso 200 ns). Como seria de esperar ocorre nestas condições uma reflexão total e pode verificar-se que não existe desfasamento entre as ondas obtidas no canal 3 do osciloscópio e as obtidas no canal 4 do osciloscópio, uma vez que foi feito o ajuste antes de as adquirir. Na figura 3.21 podem ver-se as formas de onda usadas para obter os 4 parâmetros-S necessários para construir o ficheiro s2p de uma medida “single-ended”. Por fim, a figura 3.22 mostra os resultados no domínio da frequência.

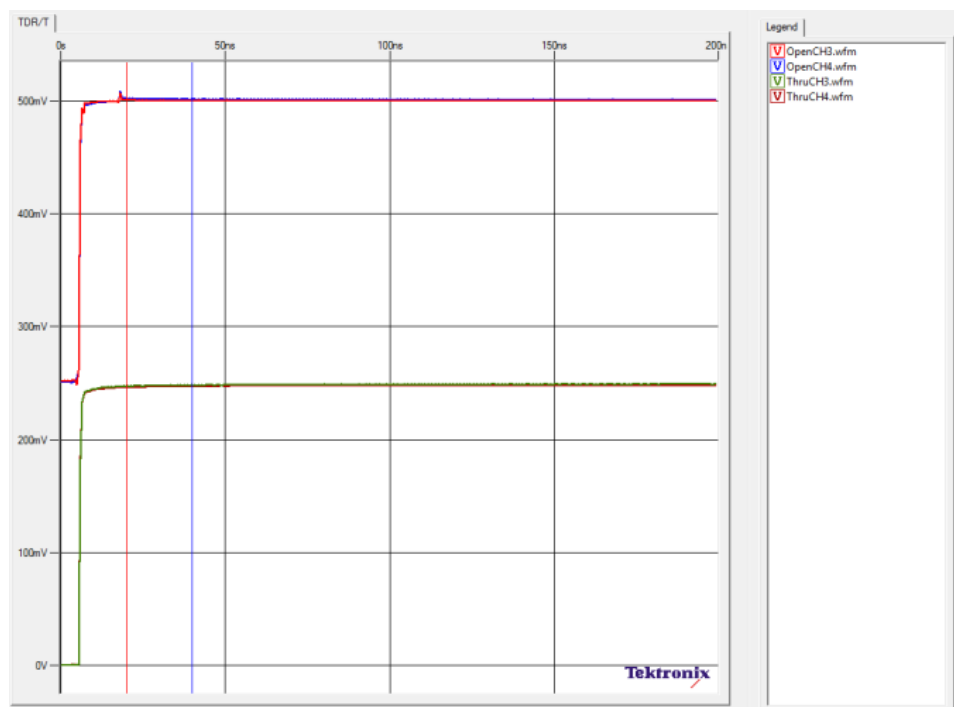


Figura 3.20 - Referências “Open” (vermelho) e “Thru” (verde) no domínio do tempo

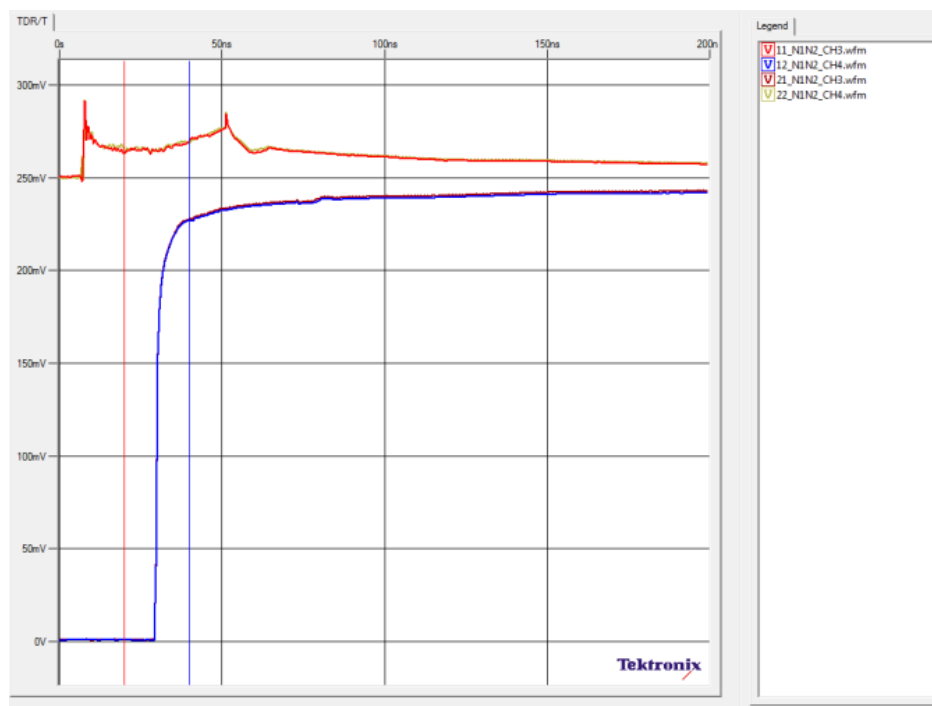


Figura 3.21 - Ondas TDR (vermelho) e TDT (azul) no domínio do tempo

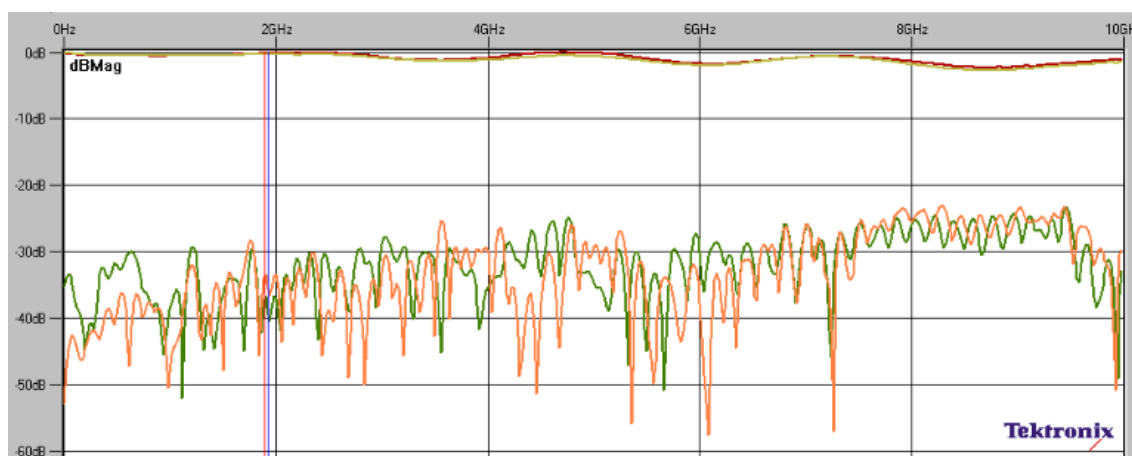


Figura 3.22 - Parâmetros-S obtidos no “IConnect” (as curvas a vermelho escuro e bege sobrepostas correspondem às perdas de inserção) (as curvas a verde e vermelho claro, com 30 a 40 dB de atenuação correspondem às perdas de retorno)

Para as medidas “single-ended” permitirem obter uma matriz diferencial com resultados válidos é necessário garantir que todas as medidas “single-ended” TDR e TDT estão em fase. Todas as medidas TDR têm de ser capturadas no mesmo instante de tempo, assim como todas as medidas TDT têm de ser obtidas no mesmo instante de tempo. Se isto não acontecer, como a fase entra no cálculo da matriz diferencial, o sinal diferencial aparece completamente distorcido.

3.4 - Obtenção da Matriz Diferencial

A obtenção da matriz diferencial foi um processo que exigiu sistematização, uma vez que, tanto na empresa como na faculdade apenas existe um módulo instalado no DSA e no VNA, respetivamente. As medidas diferenciais de um DUT de dois portos, isto é, de um par diferencial HDMI, tiveram de ser obtidas a partir de medidas “single-ended”. Assim, para obter a matriz 2 por 2 diferencial tiveram de ser feitas 6 medidas “single-ended” que estão representadas na figura que se segue:

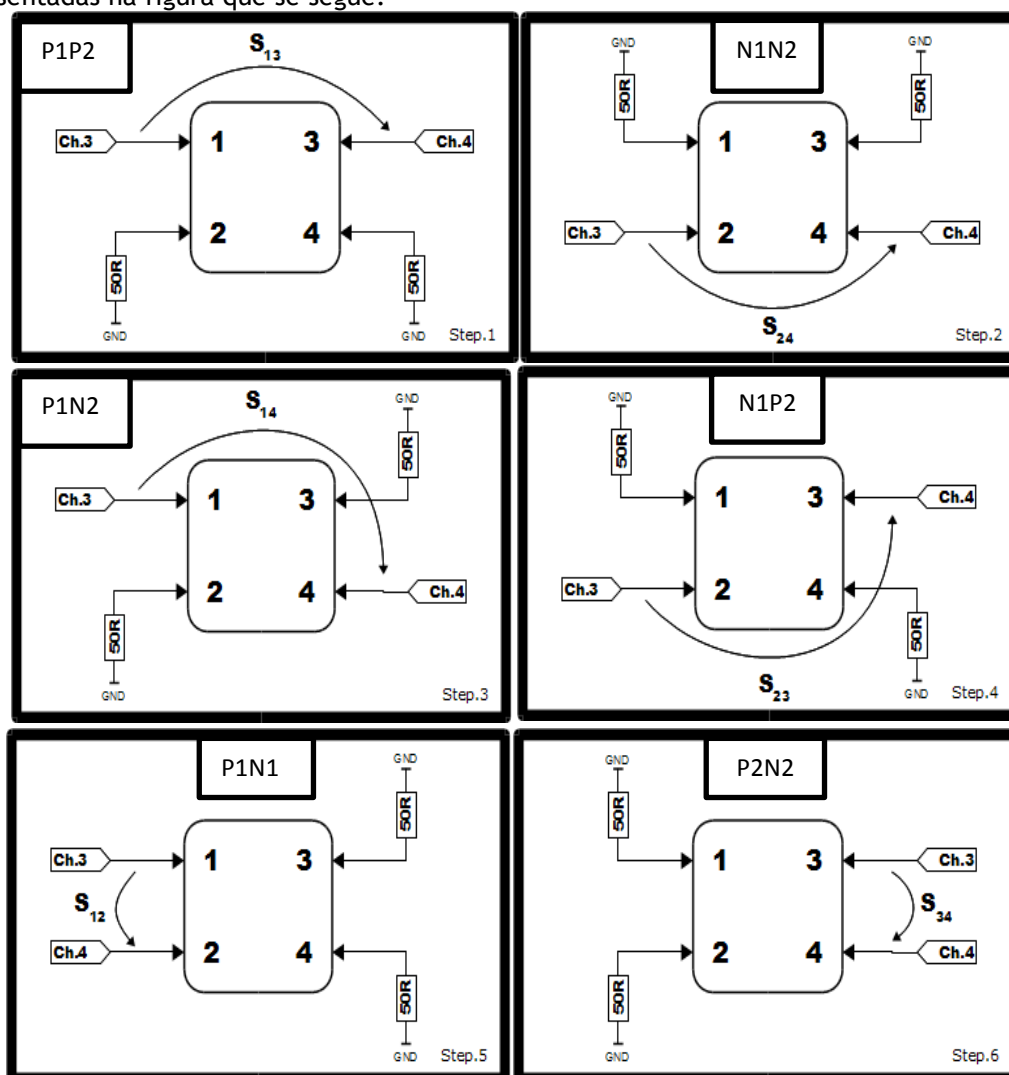


Figura 3.23 - Etapas para obtenção das 6 matrizes Single-Ended

Como se pode ver na figura 3.23, têm-se 6 configurações distintas e cada uma é identificada pelas letras P e N, que significam se se trata do canal positivo ($P=D+$) ou negativo ($N=D-$). Esta identificação advém do facto de se caracterizar apenas um par diferencial de dados de cada cabo HDMI (analisaram-se os três pares de dados $D0+/D0-$, $D1+/D1-$ e $D2+/D2-$ e conclui-se que estes têm respostas muito semelhantes). Assim foi escolhido o par $D1+/D1-$ e deu-se o nome P ao $D1+$ e N ao $D1-$. Já os números associados a cada letra representam o

porto. Este código foi criado para facilitar o processo de caraterização, uma vez que diferentes configurações implicam cálculos matriciais completamente diferentes, como é explicado na secção 3.5.

Pode ver-se também, na figura 3.24, que foram usados o canal 3 (ch3 na figura) e o canal 4 (ch4 na figura), uma vez que é nestes canais que está instalado o módulo TDR. Outro assunto relevante apresentado na figura 3.23 trata-se das terminações de 50Ω, peça fundamental em todas as medidas “single-ended”.



Figura 3.24 - Módulo e Canais do “DSA” usados na Caraterização

Assim, para uma configuração em que se têm os terminais 1 e 2 no porto 1 e os terminais 3 e 4 no porto 2 e em que os terminais 1 e 3 correspondem ao D+ e os terminais 2 e 4 correspondem ao D-, o primeiro passo é adquirir as medidas P1P2, isto é, colocar o canal 3 do osciloscópio no porto 1 no D+ e o canal 4 do osciloscópio no porto 2 também no D+. Injetando o degrau no canal 3 e vendo no próprio canal, obtêm-se as perdas de retorno do terminal 1 (S_{11}). A resposta que se vê no canal 4, depois de injetar o degrau no canal 3, trata-se das perdas de inserção do terminal 1 para o terminal 3 (S_{13}). Se se injetar o degrau no canal 4 e se visualizar no canal 4 e no canal 3, obtêm-se as perdas de retorno do terminal 3 (S_{33}) e as perdas de inserção do terminal 3 para o terminal 1 (S_{31}). Este procedimento de injetar num canal e visualizar no próprio canal as perdas de retorno e no outro canal as perdas de inserção é repetido em todas as medidas. O resultado destas aquisições é a matriz que se segue:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{13} \\ S_{31} & S_{33} \end{bmatrix}$$

O segundo passo, descrito na figura 3.23 com “step2”, trata-se de adquirir as medidas N1N2. Com este objetivo coloca-se o canal 3 do osciloscópio no terminal 2 (D-) e o canal 4 do osciloscópio no terminal 4 (D-). Desta medida conseguem obter-se as perdas de retorno do terminal 2 (S_{22}) e do terminal 4 (S_{44}), assim como as perdas de inserção do terminal 2 para o terminal 4 e vice-versa (S_{24} e S_{42}). Destas medidas obtêm-se a matriz:

$$\begin{bmatrix} S_{22} & S_{24} \\ S_{42} & S_{44} \end{bmatrix}$$

O próximo passo, considerado como “step3” na figura 3.23, é o que permite adquirir as medidas P1N2, ou seja, colocando o canal 3 do osciloscópio no terminal 1 e o canal 4 do osciloscópio no terminal 4. Esta medida permite adquirir as perdas de retorno do terminal 1 (S_{11}) e do terminal 4 (S_{44}) e as perdas de inserção do terminal 1 para o terminal 4 (S_{14}) e do terminal 4 para o terminal 1 (S_{41}), ficando assim a seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{14} \\ S_{41} & S_{44} \end{bmatrix}$$

O passo que se segue (“step4” na figura 3.23), trata-se do referente às medidas N1P2, que significa colocar o canal 3 no terminal 2 do “DUT” e o canal 4 no terminal 3. Assim, conseguem-se obter as perdas de retorno do terminal 2 (S_{22}) e do terminal 3 (S_{33}) e as perdas de inserção do terminal 2 para o terminal 3 (S_{23}) e do terminal 3 para o terminal 2 (S_{32}):

$$\begin{bmatrix} S_{22} & S_{23} \\ S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

O passo 5 (“step5” na figura 3.23), é o P1N1, que significa colocar o canal 3 no terminal 1 e o canal 3 no terminal 2 e obter as perdas de retorno do terminal 1 (S_{11}) e do terminal 2 (S_{22}) e as perdas de inserção do terminal 1 para o terminal 2 (S_{12}) e do terminal 2 para o terminal 1 (S_{21}):

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

O último “step” trata-se do P2N2, que se traduz em colocar o canal 3 no terminal 3 e o canal 4 no terminal 4 do DUT e obter as perdas de retorno do terminal 3 (S_{33}) e do terminal 4 (S_{44}) e as perdas de inserção do terminal 3 para o terminal 4 (S_{34}) e do terminal 4 para o terminal 3 (S_{43}):

$$\begin{bmatrix} S_{33} & S_{34} \\ S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

Das 6 matrizes obtidas nas medidas “single-ended” existem parâmetros repetidos. Assim dos 24 parâmetros obtidos, 8 são eliminados, ficando apenas uma matriz de 16 parâmetros. Esta operação é feita no MATLAB (explicado na secção 3.5) e está representada pela imagem que se segue:

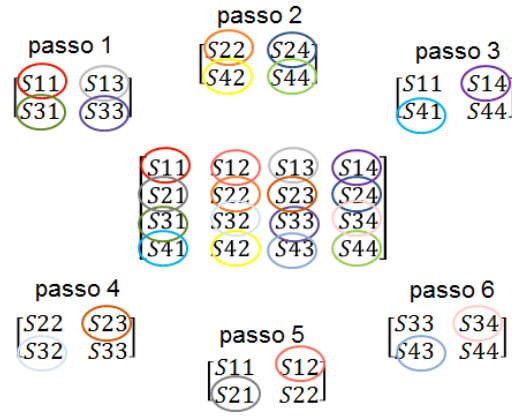


Figura 3.25 - Obtenção da Matriz “Single-Ended” de 16 Parâmetros

Assim, a matriz com os 16 coeficientes “single-ended” permite obter uma matriz de 16 coeficientes com a informação da conversão de diferencial para diferencial (S_{dd}), da conversão de diferencial para modo comum e vice-versa (S_{dc} e S_{cd}) e da conversão de modo comum para modo comum. Esta matriz chama-se a matriz “Mixed-Mode” e as conversões necessárias podem ver-se na figura 3.26 [27]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

↓

$$\begin{aligned}
 S_{d1d1} &= \frac{1}{2} * (S_{11} - S_{12} - S_{21} + S_{22}) \\
 S_{d1d2} &= \frac{1}{2} * (S_{13} - S_{23} - S_{14} + S_{24}) \\
 S_{d2d1} &= \frac{1}{2} * (S_{31} - S_{41} - S_{32} + S_{42}) \\
 S_{d2d2} &= \frac{1}{2} * (S_{33} - S_{43} - S_{34} + S_{44})
 \end{aligned}$$

↓

$$\begin{bmatrix} b_{d1} \\ b_{d2} \\ b_{c1} \\ b_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{d1d1} & S_{d1d2} & S_{d1c1} & S_{d1c2} \\ S_{d2d1} & S_{d2d2} & S_{d2c1} & S_{d2c2} \\ S_{c1d1} & S_{c1d2} & S_{c1c1} & S_{c1c2} \\ S_{c2d1} & S_{c2d2} & S_{c2c1} & S_{c2c2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{d2} \\ a_{c1} \\ a_{c2} \end{bmatrix}$$

Figura 3.26 - Conversão de Matriz “Single-Ended” para Diferencial

Como se pode ver na figura 3.26, apenas são consideradas as operações de conversão para os 4 parâmetros que dizem respeito aos parâmetros-S diferenciais, uma vez que estes permitem avaliar a degradação direta da largura de banda de um “DUT” ao longo da frequência, que é o que importa avaliar no âmbito do projeto.

3.5 - Ferramentas para conversão de dados da caracterização

Depois de adquirir os ficheiros no laboratório é necessário processar os mesmos. Para isso optou-se por desenvolver e integrar “scripts” MATLAB no sentido de processar os dados e obter os ficheiros e as figuras necessárias para as análises pretendidas. O primeiro “script” a abordar é o “S_paramGUI.m” (figura 3.27).

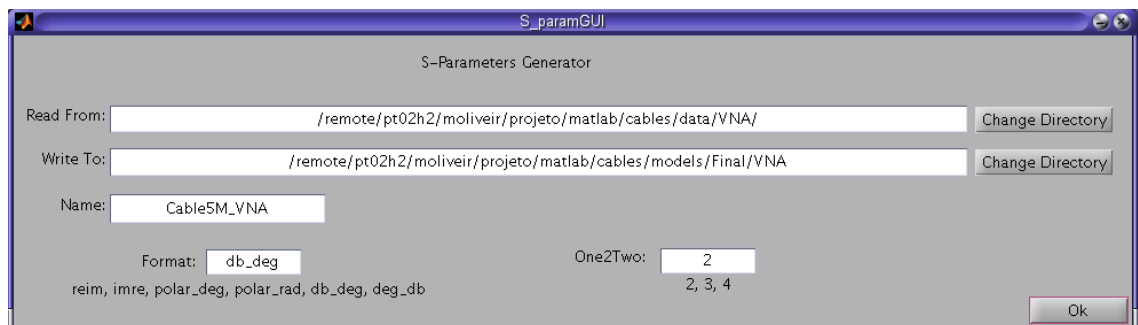


Figura 3.27 - Interface Gráfica MATLAB para Geração da Matriz Diferencial

Este ficheiro MATLAB foi criado com o objetivo de tornar mais sistemático o processo de conversão das 6 matrizes “single-ended” numa matriz diferencial. Assim são passados quatro parâmetros neste “script”:

- Read From: o caminho até aos ficheiros s2p a serem lidos;
- Write To: o caminho onde serão guardados o ficheiro s2p com os parâmetros-S diferenciais, o ficheiro MATLAB .fig dos parâmetros-S e duas imagens .png, uma apenas com as perdas de inserção e outra com todos os parâmetros-S;
- Name: o nome a colocar no título das imagens criadas e do ficheiro s2p;
- Format: o formato dos valores presentes nos ficheiros s2p;
- One2Two: a configuração utilizada no processo de caracterização.

Quando se clica sobre o botão “Change Directory”, este vai abrir a seguinte janela:

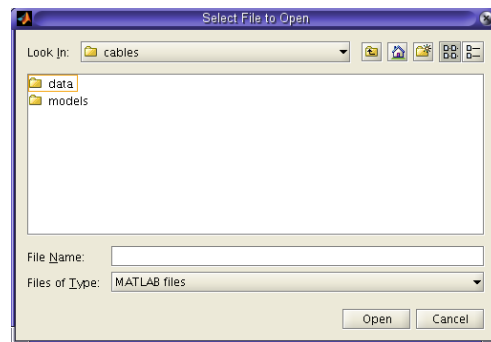


Figura 3.28 - Janela para escolha de Ficheiro

O “script” “S_paramGUI.m” trata-se da interface gráfica que invoca os restantes “scripts”, dependendo das ações do utilizador. Começa-se por receber os parâmetros que dizem respeito ao diretório onde se vai ler e ao diretório no qual se vai escrever, introduzidos na janela que se pode ver na figura 3.28. Depois define-se o formato dos ficheiros s2p a serem lidos. Este pode ser real e imaginário (‘reim’), imaginário e real (‘imre’), polar com fase em graus (‘polar_deg’), polar com fase em radianos (‘polar_rad’) ou em dB e graus (‘db_deg’). Uma vez definido o formato dos ficheiros, importa ler os ficheiros e é o que é feito no “script” “real_and_conv_s2p_full6meas_to_33coefMatrix.m”. Este lê os 6 ficheiros “single-ended” e cria um vetor de matrizes com os parâmetros-S de todas as medidas para cada frequência. São eliminados parâmetros repetidos e é construída a matriz de 33 coeficientes, sendo o primeiro correspondente à frequência e os restantes 32 os parâmetros-S em real e imaginário (16 números reais mais 16 números imaginários). Depois de ler os ficheiros avalia-se se a frequência está em Hz ou em MHz no “script” “evaluate_freq_comein_Hz_or_MHz.m”, uma vez que é necessário colocar a frequência em Hz para os restantes “scripts” e para criar o ficheiro s2p corretamente.

De seguida é invocado o “script” “evaluate_format_and_make_conversions.m”. Este identifica primeiro se se trata da matriz de 33 coeficientes ou da matriz diferencial e depois avalia o formato dos ficheiros e faz a conversão dos valores, para todas as frequências, sempre para real e imaginário. Esta conversão, quando o formato está em “dB_deg”, é feita usando a seguinte equação: $10^{\frac{\text{valor em dB}}{20}} * e^{j\frac{\pi}{180}(\text{valor em graus})}$, uma vez que o valor do módulo está em dB e precisa de ser passado para a escala real e o valor da fase está em graus e precisa de ser convertido para radianos. No caso do formato do ficheiro ser “polar_deg”, a conversão para a escala real não é necessária e é feita a seguinte operação: $\text{valor em dB} * e^{j\frac{\pi}{180}(\text{valor em graus})}$, apenas para converter a fase de graus para radianos.

O “script” “conv_33coefmatrix_to_mixedmode_and_select_sddmatrix.m” recebe como entrada a matriz com os 16 parâmetros-S “single-ended” (em MATLAB, um vetor multidimensional de 33 coeficientes para cada frequência: o primeiro com a frequência e os restantes 32, os 16 parâmetros-S “single-ended” em real e imaginário) e calcula a matriz

“mixed-mode” 16 coeficientes (33 coeficientes como descrito anteriormente) os 4 referentes à matriz “diferencial-diferencial”, os 4 referentes à matriz “diferencial-modocomum”, os 4 referentes à matriz “modocomum-diferencial” e os 4 referentes à matriz “modocomum-modocomum”. No entanto, apenas são usados os 4 parâmetros puramente diferenciais. Esta operação depende da configuração usada na caracterização e está definida na variável “One2two”. Em relação às configurações possíveis são três:

- Quando “One2two”=2 tem-se a seguinte configuração
 - $\begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 3 & 4 \end{bmatrix}$
- Quando “One2two”=3 tem-se a seguinte configuração
 - $\begin{bmatrix} 1 & 3 \\ 2 & 4 \end{bmatrix}$
- Quando “One2two”=4 tem-se a seguinte configuração
 - $\begin{bmatrix} 1 & 4 \\ 2 & 3 \end{bmatrix}$

Estas configurações dizem respeito à estrutura escolhida na caracterização para cada um dos 4 terminais e têm implicação na forma como vai ser calculada a matriz diferencial, uma vez que esta é calculada através da combinação de parâmetros “single-ended” e dependendo da configuração escolhida os parâmetros vão ser diferentes. Para fazer este cálculo da matriz diferencial usa-se uma matriz M [28]. Esta é multiplicada à matriz dos parâmetros “single-ended”. O resultado deste produto é multiplicado à transposta de M , obtendo-se assim a matriz “mixed-mode”, como se pode ver na demonstração que se segue e nas equações (3.20) e (3.21). Para “One2two”=3 têm-se as seguintes operações matriciais:

$$\text{"MixedMode" Matriz} = MxdM = M \times DUT \times M' \quad (3.20)$$

$$M = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)$$

$$DUT = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

$$M' = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)$$

$$MxdM = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left(\frac{1}{2} \right)$$

$$\begin{aligned}
&= \begin{bmatrix} S_{11} - S_{21} & S_{12} - S_{22} & S_{13} - S_{23} & S_{14} - S_{24} \\ S_{31} - S_{41} & S_{32} - S_{42} & S_{33} - S_{43} & S_{34} - S_{44} \\ S_{11} + S_{21} & S_{12} + S_{22} & S_{13} + S_{23} & S_{14} + S_{24} \\ S_{31} + S_{41} & S_{32} + S_{42} & S_{33} + S_{43} & S_{34} + S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left(\frac{1}{2}\right) \\
&= \begin{bmatrix} S_{11} - S_{21} - S_{12} + S_{22} & S_{13} - S_{23} - S_{14} + S_{24} & S_{11} - S_{21} + S_{12} - S_{22} & S_{13} - S_{23} - S_{14} + S_{24} \\ S_{31} - S_{41} - S_{32} + S_{42} & S_{33} - S_{43} - S_{34} + S_{44} & S_{31} - S_{41} + S_{32} - S_{42} & S_{33} - S_{43} + S_{34} - S_{44} \\ S_{11} + S_{21} - S_{12} - S_{22} & S_{13} + S_{23} - S_{14} - S_{24} & S_{11} + S_{21} + S_{12} + S_{22} & S_{13} + S_{23} + S_{14} + S_{24} \\ S_{31} + S_{41} - S_{32} - S_{42} & S_{33} + S_{43} - S_{34} - S_{44} & S_{31} + S_{41} + S_{32} + S_{42} & S_{33} + S_{43} + S_{34} + S_{44} \end{bmatrix} \left(\frac{1}{2}\right) \\
&= \begin{bmatrix} (S_{11} - S_{21} - S_{12} + S_{22})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{13} - S_{23} - S_{14} + S_{24})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{11} - S_{21} + S_{12} - S_{22})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{13} - S_{23} - S_{14} + S_{24})\left(\frac{1}{2}\right) \\ (S_{31} - S_{41} - S_{32} + S_{42})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{33} - S_{43} - S_{34} + S_{44})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{31} - S_{41} + S_{32} - S_{42})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{33} - S_{43} + S_{34} - S_{44})\left(\frac{1}{2}\right) \\ (S_{11} + S_{21} - S_{12} - S_{22})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{13} + S_{23} - S_{14} - S_{24})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{11} + S_{21} + S_{12} + S_{22})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{13} + S_{23} + S_{14} + S_{24})\left(\frac{1}{2}\right) \\ (S_{31} + S_{41} - S_{32} - S_{42})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{33} + S_{43} - S_{34} - S_{44})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{31} + S_{41} + S_{32} + S_{42})\left(\frac{1}{2}\right) & (S_{33} + S_{43} + S_{34} + S_{44})\left(\frac{1}{2}\right) \end{bmatrix} \\
&\Leftrightarrow M_{xdM} = \begin{bmatrix} S_{dd11} & S_{dd12} & S_{dc13} & S_{dc14} \\ S_{dd21} & S_{dd22} & S_{dc23} & S_{dc24} \\ S_{cd31} & S_{cd32} & S_{cc33} & S_{cc34} \\ S_{cd41} & S_{cd42} & S_{cc43} & S_{cc44} \end{bmatrix} \quad (3.21)
\end{aligned}$$

Com a alteração do parâmetro “One2two”, apenas é alterada a matriz M, por forma a obter as medidas “single-ended” correspondentes à medida de cada parâmetro da matriz “mixed-mode”.

Para “One2two”=2 tem-se que:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$$

Para “One2two”=4 tem-se que:

$$M = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$$

Outra ferramenta desenvolvida foi a implementada pelo “script” MATLAB “Impulse_ResponseGUI.m”, que sistematiza o processo de conversão das perdas de inserção na resposta impulsional, através de uma interface gráfica que se pode ver na figura 3.29. Esta recebe como entrada a matriz diferencial, mais propriamente as perdas de inserção desta matriz diferencial (o S_{12} ou o S_{21} , assumindo-se a reciprocidade do canal de transmissão) gerando a partir destas a resposta impulsional do “DUT”.

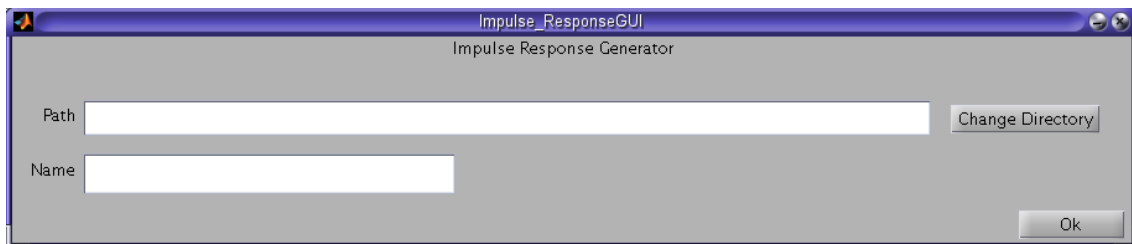


Figura 3.29 - Interface Gráfica MATLAB para obter Resposta Impulsional

Como se pode ver na figura 3.29, na interface gráfica são passados os parâmetros “Path” e “Name”. O primeiro é o diretório para o ficheiro s2p com a matriz diferencial e o segundo trata-se do nome para a figura e o ficheiro .mat que são criados quando é executado este “script”. Neste conjunto de “scripts” MATLAB, o primeiro diz respeito à gestão da interface gráfica e invoca os restantes mediante as ações do utilizador. Assim, começa-se por receber o diretório que é passado na interface gráfica e ler o ficheiro colocado nesse diretório. Este ficheiro terá de ser a matriz diferencial que vai ser usada para obter a resposta impulsional. No caso da frequência do ficheiro s2p estar em GHz, deve ser convertida para Hz, para, na geração do ficheiro s2p, o valor ficar uniforme com os restantes criados. Depois de fazer esta conversão do primeiro parâmetro, o da frequência, os restantes devem ser convertidos para real e imaginário, para serem mais fáceis de manipular algebricamente. Uma vez conhecidos os parâmetros em real e imaginário para obter a resposta impulsional, apenas importa a função de transferência do canal de transmissão, que pode ser conseguida através das perdas de inserção, o S_{12} ou o S_{21} . Assim que se obtem a função de transferência, o próximo passo é converter a informação no domínio da frequência para o domínio do tempo e para isso é necessário aplicar a IFFT que vai transformar esta função transferência na resposta impulsional do sistema. Para aplicar a IFFT no vetor de valores reais e imaginários da função de transferência, este teve de ser replicado com a exceção do último ponto e a réplica invertida e conjugada foi adicionada ao final do vetor original (figura 3.30). Isto deve-se ao facto de o conjunto de pontos a passar pela IFFT ter de ser periódico. O facto de os valores terem de ser conjugados é devido à fase, uma vez que o conjugado não altera o módulo, apenas se inverte a fase. A resposta impulsional foi obtida para uma frequência de 2.5 Gbps, que significa um tempo de bit (T_b) de 400 ps. Consideraram-se 32 amostras por T_b , o que significa que se obteve uma resolução temporal de $400\text{p}/32$, ou seja 12.5 ps.

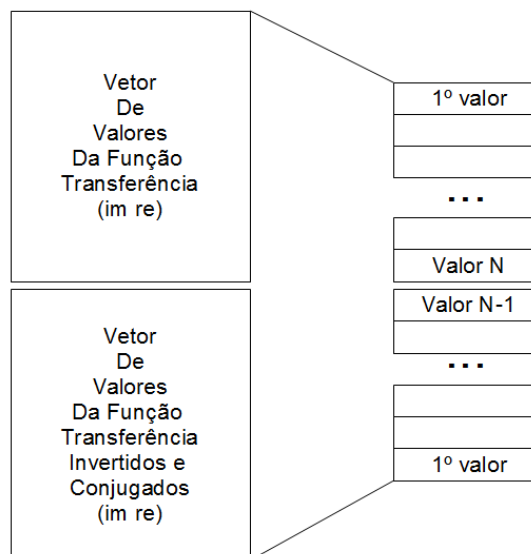


Figura 3.30 - Operação necessária antes de aplicar IFFT

Outra ferramenta a considerar foi um conjunto de “scripts” MATLAB que permitiu fazer o “embedding” e o “de-embedding”. Estas operações foram feitas consoante as operações matemáticas apresentadas na secção 3.2 e começam na leitura dos ficheiros, identificando-os com o formato (“db_deg”, “imre”, etc). Os parâmetros lidos nos ficheiros são colocados em matrizes MATLAB e no caso de virem num formato diferente de real imaginário são convertidos para o mesmo, para depois poderem ser processados. Estas matrizes de parâmetros para cada frequência representam os parâmetros-S. Como foi dito na secção 3.2, para fazer a operação de “de-embedding” ou “embedding”, as matrizes S têm de ser convertidas para matrizes T, usando a expressão 3.12. Tendo as matrizes T de cada secção, podem fazer-se as operações necessárias, uma vez que ter duas matrizes T em cascata é o equivalente a ter o produto das duas matrizes. Assim, para se fazer o “de-embedding” multiplica-se o conjunto matricial pelo inverso da matriz que se pretende extrair da medida e da saída desta operação resulta o conjunto menos a contribuição da parte extraída. Já para fazer o “embedding” basta multiplicar as matrizes em cascata e obtém-se o conjunto composto pelas diferentes componentes. Depois das operações necessárias para obter o “embedding” ou “de-embedding”, as matrizes são novamente convertidas para matrizes S, usando a expressão (3.11). Ao longo de processo vão sendo gerados os vários gráficos e por fim é criada uma figura com as perdas de inserção das partes do sistema e do resultado da operação de “embedding” ou “de-embedding”.

3.6 - Modelos de Linhas de Transmissão no ADS

Com o objetivo de obter modelos teóricos que comprovassem os resultados obtidos experimentalmente, num primeiro passo caracterizou-se um cabo coaxial com conetores SMA usando a técnica TDR e num segundo, através de parâmetros como a condutividade do metal, as dimensões do cabo, a constante relativa do dielétrico, a permeabilidade relativa e a tangente de perdas do dielétrico, foi criado um modelo teórico no ADS da Agilent. Como os metais do cabo coaxial com conetores SMA são de cobre, a condutividade (parâmetros “Cond1” e “Cond2” no ADS) é de 5.88×10^7 S/m. A constante de dielétrico obteve-se através da expressão $Tp = \frac{d \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c}$, em que $c = 3 \times 10^8$ m/s. Mediu-se o tempo de propagação do cabo através do osciloscópio (DSA) e obteve-se 10.68 ns. No entanto, este tempo de propagação tem de ser dividido por dois, uma vez que se trata de uma medida TDR e o pulso incidente tem de atravessar o cabo e voltar. Assim tem-se $Tp = 5.34$ ns. Como o cabo coaxial com conetores SMA é de 1 metro, têm-se todas as variáveis e consegue-se calcular a constante do dielétrico, ficando assim: $5.34 \text{ ns} = \frac{1 \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{3 \times 10^8} \Leftrightarrow \epsilon_r = 2.57$. A figura 3.31 representa os blocos criados no ADS e a comparação feita. A análise dos parâmetros-S no ADS foi feita começando na frequência de 10 MHz, com um passo de 10 MHz e até uma frequência de 10 GHz. O bloco “COAX_MDS” é um modelo ADS para um cabo coaxial que pode ser usado na ferramenta e

ajustando os seus parâmetros, como foi explicado anteriormente, conseguem-se obter aproximações muito razoáveis dos modelos reais (como se pode verificar na secção 4.6). O bloco com o nome “S2P” na figura 3.31 diz respeito a um tipo de bloco de dados disponível no ADS, que permite carregar um ficheiro s2p obtido na caracterização e visualizar os parâmetros-S. Esta funcionalidade é usada para poder comparar os parâmetros-S obtidos usando a técnica TDR com os modelos teóricos criados usando o ADS.

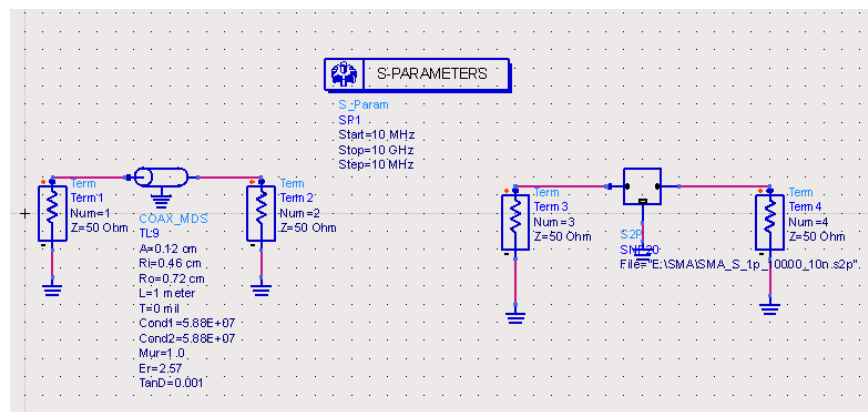


Figura 3.31 - Modelo caraterizado “versus” Modelo no ADS

Outro desafio considerado foi o mesmo tipo de análise mas para a “microstrip”. A “microstrip” considerada para caracterização foi o “Thru” da “Test Fixture”, um troço de 8 cm. Para obter um modelo no ADS para uma “microstrip” a comparar ao modelo caraterizado por TDR, optou-se por usar uma aplicação gratuita desenvolvida pela AWR [29]. Nesta aplicação foram obtidos os parâmetros referentes a uma microstrip de 50 Ω , como se pode ver na figura que se segue:

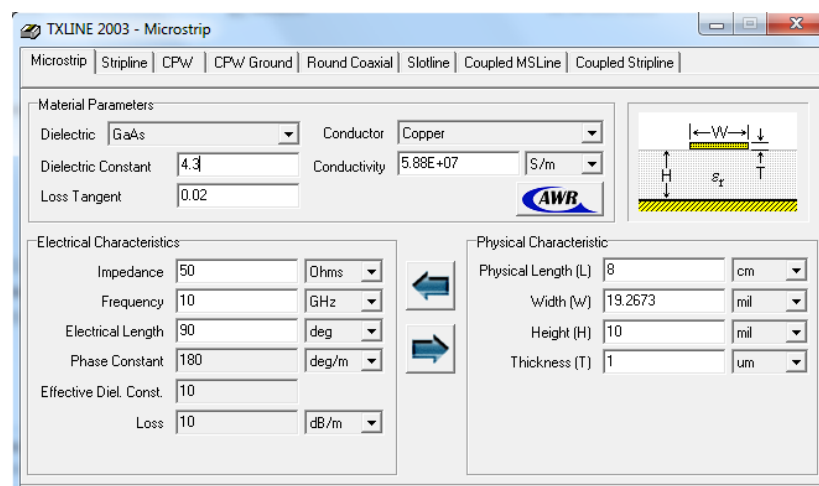


Figura 3.32 - Software TXLINE da AWR

Sabendo que 1 mil=0.0254 mm, mediu-se com um paquímetro a espessura da “microstrip” e obteve-se cerca de 0.5 mm, o que equivale aproximadamente a 19.3 mil. O comprimento da linha também foi medido e obteve-se 8 cm. O tempo de propagação medido para o “thru” da “Test Fixture” foi 1.16 ns. Como se trata de uma medida TDR, tem de se dividir por dois, ficando assim 0.58ns. Pela fórmula $0.58 \text{ ns} = \frac{8 \times \sqrt{\epsilon_r}}{3 \times 10^8} \Leftrightarrow \epsilon_r = 4.73$, relativamente próximo da constante de dieléctrico do FR4, que é 4.3. No entanto, para tornar o modelo mais real, foram usados os valores tabelados para o dieléctrico FR4, isto é, $\epsilon_r = 4.3$ e $\text{TanD}=0.02$, sabendo à partida que este foi o dieléctrico usado na construção da “Test Fixture”. De seguida, foi importado o ficheiro s2p obtido na caraterização TDR do “thru” da “Test Fixture” e comparado com o modelo teórico do ADS (figura 3.33).

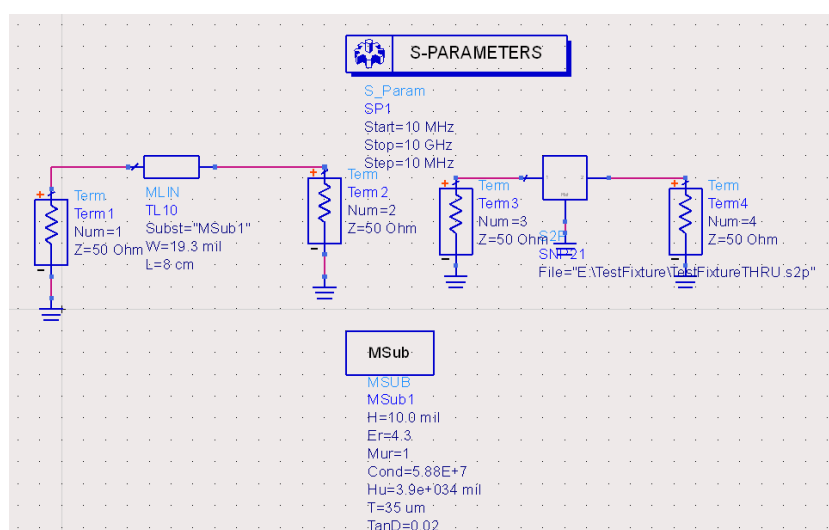


Figura 3.33 - Modelo criado no ADS “versus” Modelo obtido por TDR (“microstrip”)

Os resultados desta simulação de parâmetros-S podem ser visto na secção 4.6.

3.7 - Comparação entre métodos de caraterização

Os parâmetros-S são informação no domínio da frequência, que normalmente são adquiridos usando VNAs. Estes instrumentos de caraterização são muito poderosos e têm uma precisão notável. No entanto, para atingirem resultados desta dimensão, estes aparelhos exigem calibrações exaustivas e difíceis de completar. Para além desta realidade, o preço destes equipamentos é extremamente elevado. Outra desvantagem da caraterização, usando o VNA, é o facto de através desta não ser possível obter diretamente a frequência DC. Outra característica importante a considerar é o facto de, na análise TDR, ser possível definir um plano de referência que apenas contenha a informação do DUT a caraterizar. Esta funcionalidade, usando o VNA, não é exequível, tendo mesmo de ser feito o “de-embedding” dos acessórios associados ao DUT que não fazem parte do mesmo. Outra vantagem da caraterização TDR é o facto de se poderem ver as reflexões em tempo real e ser possível

identificar eventuais falhas na linha de transmissão, logo à partida, pela reflexão apresentada no osciloscópio. Analisando por exemplo “microstrips”, basta colocar o dedo sobre a linha e verificar a reflexão que advém deste movimento, para saber exatamente em que ponto da linha se está. Esta funcionalidade permite, por exemplo, desprezar reflexões que não digam respeito ao DUT e tornar o processo de caracterização mais preciso [24, 30-32].

No entanto, no que diz respeito aos resultados obtidos no domínio da frequência (parâmetros-S), os VNA apresentam uma vantagem significativa no que diz respeito à gama dinâmica. Através destes aparelhos conseguem obter-se gamas dinâmicas da ordem dos 100 dB, enquanto que as medidas TDR têm a sua gama dinâmica limitada pelo módulo instalado no osciloscópio e dificilmente se conseguem obter gamas dinâmicas superiores a 50 ou 60 dB. O que confirma as limitações da medida TDR [30, 31, 33].

O conceito de gama dinâmica está representado na figura 3.34. Nesta figura pode ver-se que a gama dinâmica é a diferença entre o valor de referência e o valor mínimo medido (representada na figura 3.34 como “System Dynamic Range”).

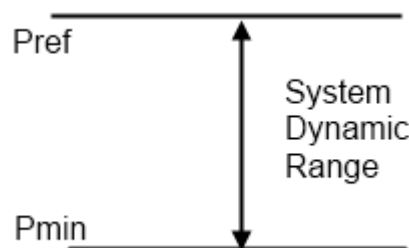


Figura 3.34 - Gama Dinâmica [34]

No entanto, por todas as vantagens e pela razão de em muitas circunstâncias a precisão da medida TDR ser suficiente, muitos profissionais optam por fazer uma caracterização no domínio do tempo, usando TDR e TDT, e posterior conversão para o domínio da frequência. As ferramentas baseadas em TDR/TDT conseguem medir diretamente o DC e as baixas frequências, conseguem melhor resolução temporal com menor largura de banda e conseguem fazer medidas comparáveis com as adquiridas pelo VNA, até gamas de frequência consideráveis.

3.8 - Sumário

Neste capítulo começou-se por introduzir os aspetos relacionados com o Domínio da Frequência, abordando-se a necessidade de considerar parâmetros distribuídos na caraterização às altas frequências. Referiu-se que os parâmetros-S, dentro dos parâmetros distribuídos, são os que merecem maior destaque e fez-se uma descrição dos mesmos. Identificaram-se os quatro parâmetros que constituem uma matriz de parâmetros-S, isto é, os dois referentes às perdas de retorno e os dois referentes às perdas de inserção. Falou-se também sobre o significado de cada um destes parâmetros. Ainda nesta secção apresentou-se a operação de “de-embedding”, referindo-se a sua utilidade. Depois apresentou-se o processo de caraterização feito diretamente no domínio da frequência, usando um VNA. Já na secção seguinte, começou-se a descrever a caraterização no domínio do tempo, mais propriamente da refletometria no domínio do tempo (TDR). Apresentaram-se os seus princípios de operação e na secção que se segue começou-se por referir o processo de caraterização realizado na Synopsys, usando o DSA e o módulo TDR. Neste processo de caraterização tiveram-se em conta os aspetos físicos da caraterização, os equipamentos e os aspetos teóricos, como os parâmetros a definir no processo de caraterização TDR (T_w , Δt , N) e ainda outros parâmetros associados à posterior conversão para o domínio da frequência feita no “software” disponível no equipamento (Δf , F_{max} , F_{ny}). Abordou-se ainda a forma como é possível obter a matriz diferencial através de medidas “single-ended” e referiu-se que são necessárias 6 medidas “single-ended” com diferentes configurações para obter a mesma. Falou-se do processo de sistematização associado à obtenção destes 6 ficheiros s2p e de seguida começou a referir-se as ferramentas necessárias para a leitura destes ficheiros e para a conversão das medidas. Estas ferramentas MATLAB são descritas individualmente. Na secção seguinte, foi abordada a forma como foram criados os modelos no ADS, ferramenta da Agilent disponibilizada pela FEUP. Analisou-se como se obtiveram os vários parâmetros a introduzir no ADS, para ajustar o modelo teórico ao obtido pela caraterização TDR. Por fim, compararam-se os métodos de caraterização usando o VNA (no domínio da frequência) e o DSA (no domínio do tempo), chegando-se à conclusão que a caraterização TDR permite obter resultados idênticos aos adquiridos no VNA, com custos inferiores. A técnica TDR revelou-se mais intuitiva e versátil, já que a calibração exigente necessária no VNA, quando comparada com a facilidade em definir um plano de referência no DSA, esta última traduz-se numa vantagem importante.

Capítulo 4

Caraterização Experimental

4.1 - Introdução

Neste capítulo serão apresentados alguns resultados relacionados com os parâmetros da caraterização feita no domínio do tempo, para justificar as decisões tomadas aquando da caraterização. Assim vão ser abordados os parâmetros da Média, da Resolução Temporal, assim como da Janela Temporal e da análise que foi feita para justificar as escolhas dos mesmos. Depois serão apresentados os resultados obtidos pela caraterização no VNA (frequência) e comparados com os resultados obtidos pela caraterização no DSA (TDR), para o “Cable Emulator” Tipo1 Categoria 2. Por fim, será mostrada a caraterização completa de um cabo e apresentados os parâmetros usados na obtenção da biblioteca de cabos usando a técnica TDR.

4.2 - Média

Como a média de várias medidas consecutivas permite melhorar a qualidade dos resultados obtidos, com o objetivo de avaliar qual seria o número de medidas a utilizar na caraterização dos cabos HDMI, fez-se uma análise da influência deste parâmetro numa medida das perdas de inserção “single-ended” a um cabo HDMI de 5 metros. Começou-se por comparar uma aquisição com 16 medidas e posterior média com uma aquisição com a média de 128 medidas (figura 4.1).

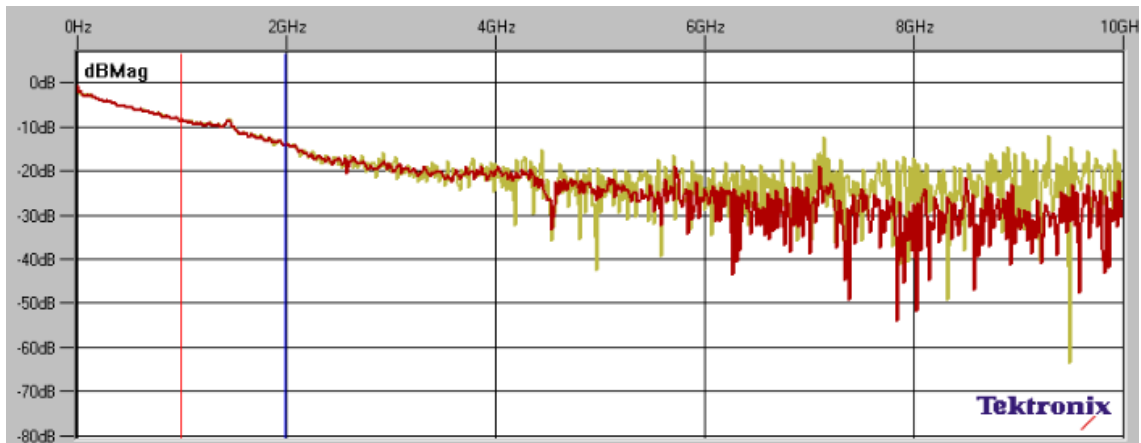


Figura 4.1 - Média de 16 medidas (bege) “versus” Média de 128 medidas (vermelho)

Depois optou-se por comparar a média de 128 medidas com 256 medidas (figura 4.2).

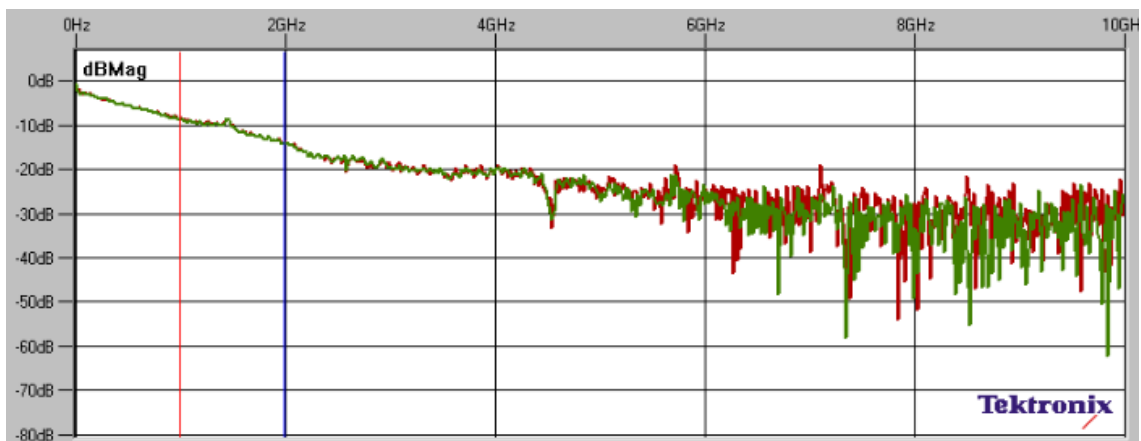


Figura 4.2 - Média de 128 medidas (vermelho) “versus” Média de 256 medidas (verde)

Comparou-se ainda a diferença entre a média 256 e 512 medidas (figura 4.3).

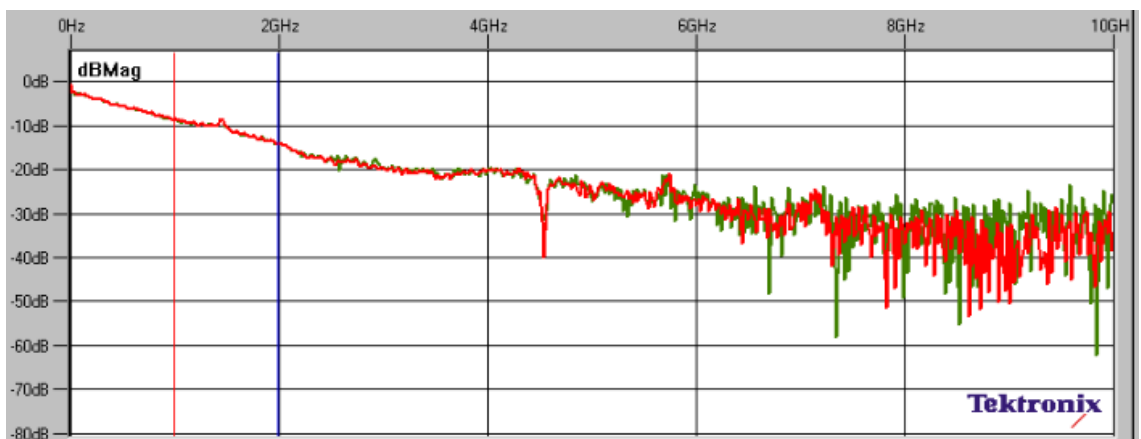


Figura 4.3 - Média de 256 medidas (verde) “versus” Média de 512 medidas (vermelho)

E por fim comparou-se a média de 512 medidas com 1024 medidas (figura 4.4).

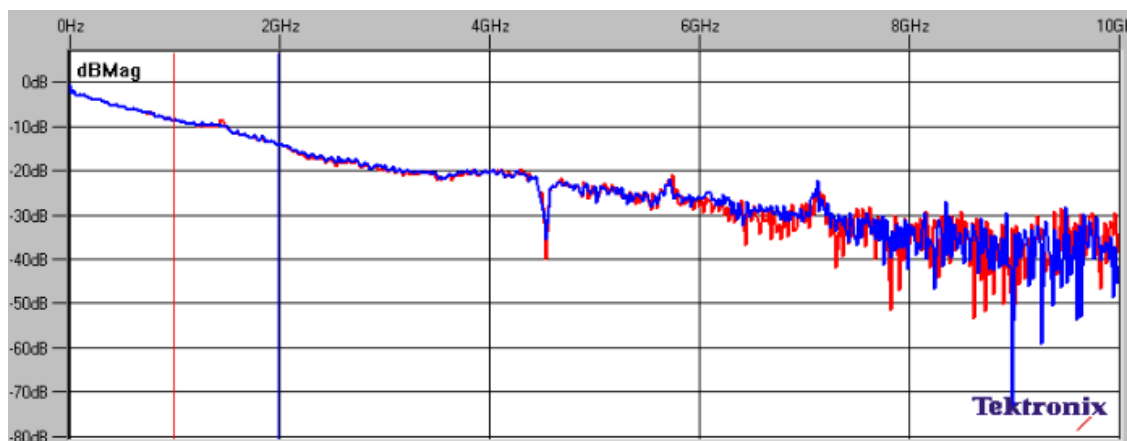


Figura 4.4 - Média de 512 medidas (vermelho) “versus” Média de 1024 medidas (azul)

Das várias aquisições apresentadas nas figuras anteriores, verifica-se que os resultados claramente melhoram quando se passa de 16 para 128 medidas, mas depois estabiliza. As diferenças entre uma aquisição com a média de 128 medidas para uma aquisição de 512 ou 1024 são mínimas. Assim optou-se por caracterizar os cabos usando a média de 128 medidas, uma vez que o fator tempo também é relevante e duplicando o número de medidas, naturalmente duplica o tempo de cada aquisição.

4.3 - Resolução Temporal

Outro parâmetro com influência na “qualidade das medidas” trata-se da resolução temporal. Esta está associada ao parâmetro Δt referido anteriormente. Quanto mais pequeno for este intervalo de tempo, maior será a resolução temporal, maior é a gama de frequências a que se consegue chegar na caracterização. Como o critério de Nyquist entra na teoria da amostragem implícita à conversão do domínio do tempo, olhando para a equação (3.19) pode verificar-se que a resolução temporal está diretamente relacionada com a frequência até à qual se consegue chegar, regenerando completamente o sinal amostrado.

Esta comparação foi feita fazendo uma aquisição “single-ended” e comparando as perdas de inserção de um cabo HDMI de 5 metros.

Para a análise deste parâmetro optou-se por começar com uma resolução temporal de 10 ps. Esta resolução garante uma sobreamostragem de 5 vezes em relação aos 10 GHz necessários, uma vez que $F_{ny} = \frac{1}{2 \cdot 10p}$ que equivale a ter uma $F_{ny}=50$ GHz. Comparando a este resultado um Δt de 5 ps (figura 4.5), que equivale a $F_{ny}=100$ GHz, ou seja, uma sobreamostragem de 10 vezes, pode ver-se que as diferenças não são significativas.

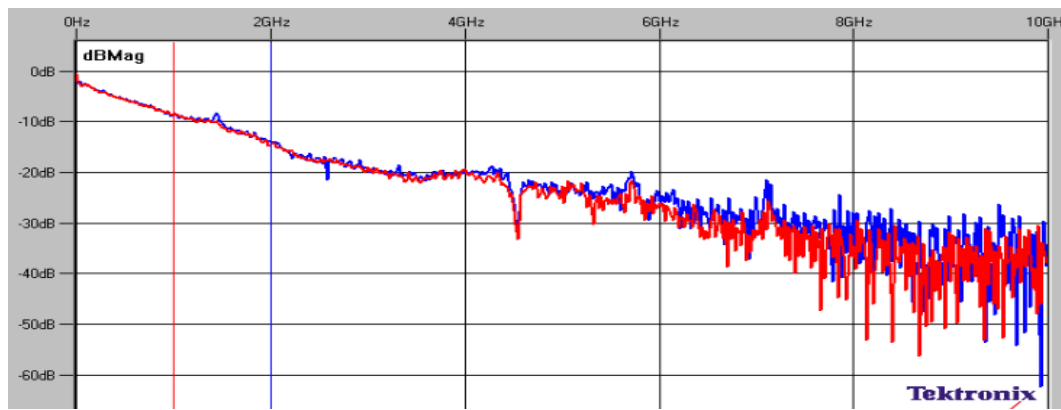


Figura 4.5 - $\Delta t=10$ ps (vermelha) “versus” $\Delta t=5$ ps (azul)

Indo mais longe na sobreamostragem, na figura 4.6 compara-se um $\Delta t=5$ ps ($F_{ny}=100$ GHz) com um $\Delta t=2$ ps ($F_{ny}=250$ GHz).

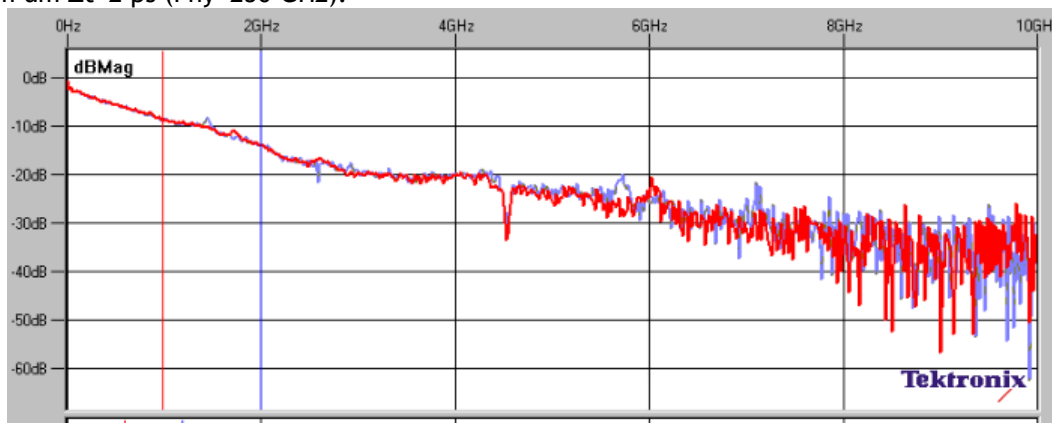


Figura 4.6 - $\Delta t=5$ ps (cinza) “versus” $\Delta t=2$ ps (vermelho)

Comparou-se também uma resolução temporal de 1 ps ($F_{ny}=500$ GHz) com a de 2 ps ($F_{ny}=250$ GHz) (figura 4.7).

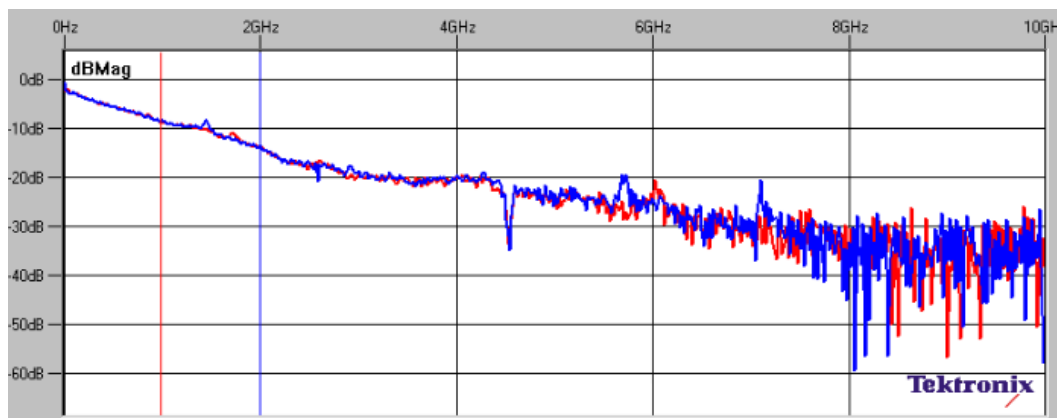


Figura 4.7 - $\Delta t=2$ ps (azul) “versus” $\Delta t=1$ ps (vermelho)

Como se pode verificar da comparação entre 10 ps e 1 ps de resolução temporal, o aumento da sobreamostragem para valores superiores a 5 vezes a frequência máxima desejada (10 GHz) não traduz ganhos muito significativos. Este argumento foi determinante na decisão de utilizar como resolução temporal mínima os 10 ps, uma vez que estes revelaram ser suficientes e válidos para fazer a caracterização.

4.4 - Janela Temporal

Outro parâmetro importante na caracterização é a janela temporal. Este parâmetro define se são consideradas todas as reflexões associadas ao DUT. Os sinais que se seguem foram medidos para um cabo HDMI de 5 metros. Na caracterização de cada cabo, primeiro começou-se por verificar o tempo de propagação dos cabos (figura 4.8).

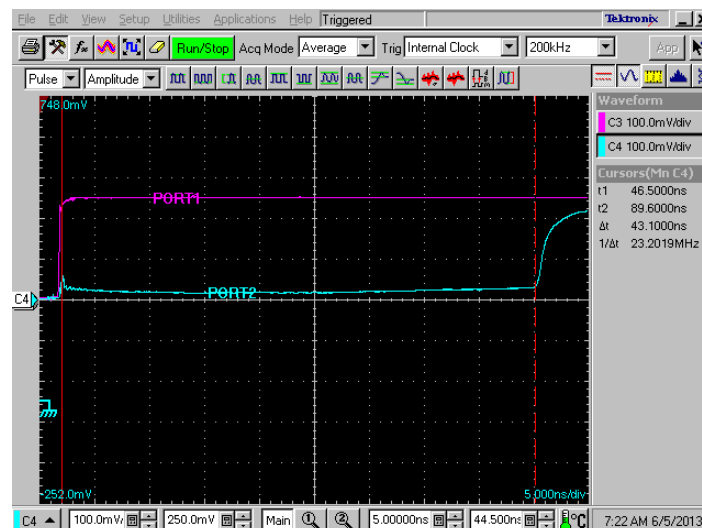


Figura 4.8 - Tempo de Propagação cabo HDMI de 5 metros

Como se pode ver, a diferença temporal entre os dois cursores vermelhos é de 43.1 ns. Este tempo a dividir por dois é o tempo de propagação do cabo de 5 metros. Assim o tempo de propagação do cabo de 5 metros é 21.55 ns.

Sabendo o tempo de propagação do cabo, simula-se uma medida “single-ended”, escolhendo uma janela temporal inicial aproximadamente 4 vezes superior a duas vezes o tempo de propagação do cabo. No caso do cabo de 5 metros, definiu-se 200 ns. Depois verifica-se se esta janela satisfaz os critérios. Esta deve ser tal que o sinal visto no osciloscópio, no domínio do tempo, estabilize num valor constante, como se pode ver na figura 4.9, e que corresponde ao final da resposta temporal.

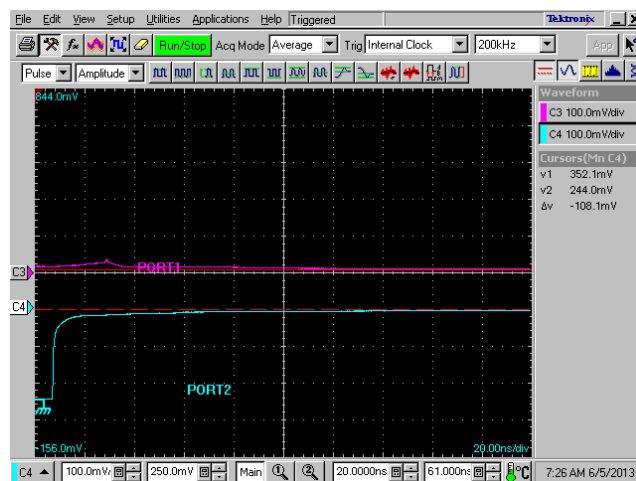


Figura 4.9 - Definição da Janela Temporal para Cabo HDMI 5 metros

Nesta figura, podem ver-se os sinais TDR (a rosa) e TDT (a azul), isto é, o sinal rosa é o que vai ser usado na obtenção das perdas de retorno. Já o sinal azul vai ser usado na obtenção das perdas de inserção. Para ambos é necessário que, olhando para o sinal o mais à direita possível, este esteja completamente estabilizado. Como se pode ver no fim da resposta, o sinal está muito próximo dos cursores horizontais, o que significa que se apresenta estável e é uma boa escolha para a janela temporal.

4.5 - Comparação entre resultados do VNA e do DSA

Nesta secção comparam-se os resultados obtidos na caraterização usando o VNA, com os resultados obtidos pela técnica TDR (usando o DSA). As condições de aquisição foram diferentes pelas diferenças intrínsecas aos instrumentos de medição em si, mas é de salientar que o número de medidas por aquisição (e posterior média) usado na caraterização no VNA foi de 16 e no DSA foi de 128. A caraterização no VNA revelou-se mais exigente do ponto de vista da calibração, mas mais precisa, como se pode ver na figura 4.10. Nesta figura estão apresentadas as perdas de inserção diferenciais das aquisições para o “Cable Emulator” do Tipo 1 Categoria 2.

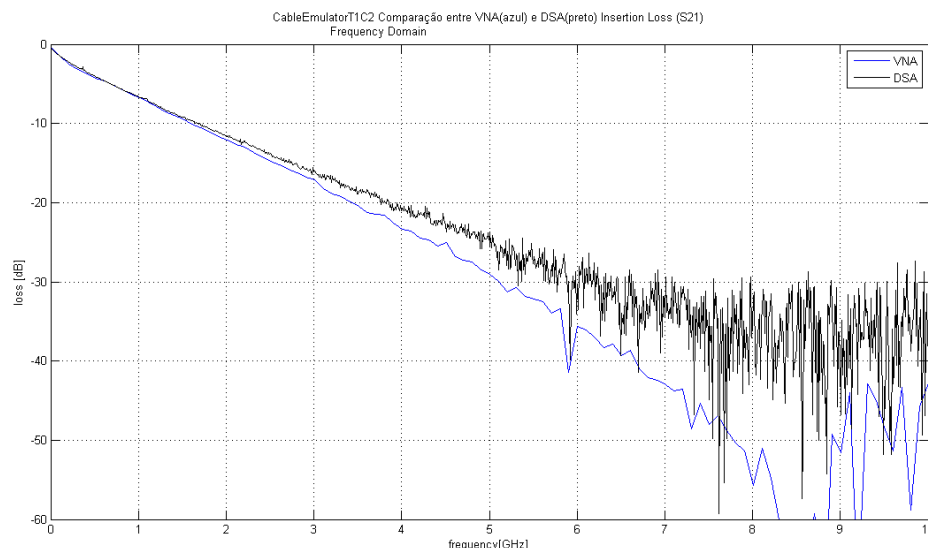


Figura 4.10 - Compara o da Carateriza o Diferencial do “Cable Emulator” Tipo1 Categoria 2 feita com o DSA (perdas de inser o a preto) e com o VNA (perdas de inser o a azul)

Como se pode verificar, até aos 3 GHz as respostas mant m-se muito semelhantes. No entanto, a partir desta frequência começam a desviar-se. Entre 3 e 5 GHz as duas curvas apresentam decl ves diferentes, indicando que os dois métodos diferem nos resultados da atenua o do cabo por uma diferença que pode atingir os 5 dB. Acima desta frequência, no caso da medida TDR, atinge-se o limite de sensibilidade do equipamento e v -se o efeito do ruído, uma vez que as perdas de inser o deixam de ter um comportamento linear (numa escala logarítmica das ordenadas) e passam a ter oscila es abruptas, próprias de ruído   alta frequência. Nas perdas de inser o do VNA isso verifica-se apenas depois dos 8 GHz, o que comprova o facto deste tipo de medida ter uma gama dinâmica superior   que se verifica nas carateriza es usando a técnica TDR (DSA).

4.6 - Compara o entre modelos teóricos ADS e modelos adquiridos por TDR para “microstrip” e cabo coaxial

Para comparar os modelos teóricos com os caraterizados usando a técnica TDR, usou-se o ADS e os passos para a obten o dos resultados mostrados a seguir foram os transcritos na sec o 3.8.

Começando pelo modelo dos cabos coaxiais, como se pode ver nas duas figuras geradas no ADS (figura 4.11), as diferenças entre as perdas de inser o do modelo criado no ADS (explicado na sec o 3.6) para o modelo real obtido pela carateriza o usando TDR são mínimas. As diferenças apresentadas nas perdas de inser o têm que ver com erros de medida associados aos conectores SMA. A carateriza o real não   perfeita e v -se que tanto

as perdas de inserção como as perdas de retorno apresentam uma resposta menos linear que o modelo teórico, devido a problemas de calibração e desadaptações mínimas nos conectores.

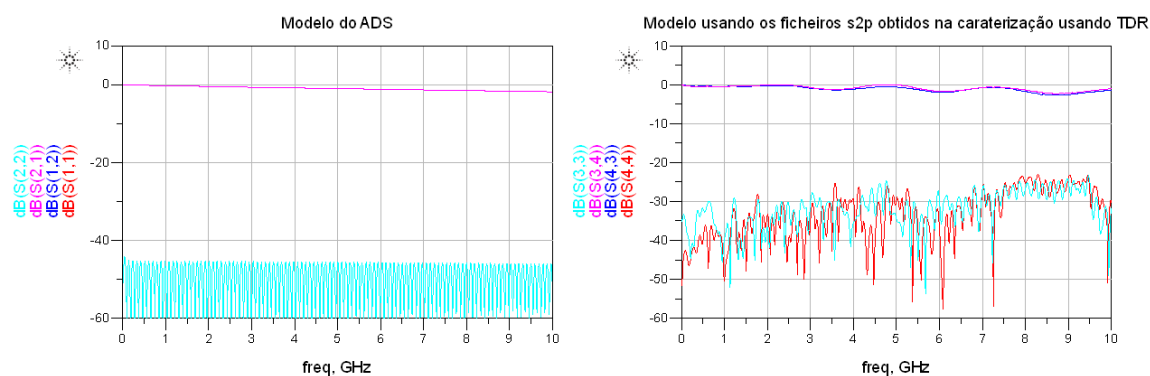


Figura 4.11 - Modelo ADS para o cabo coaxial e Modelo usando os s2p obtidos na caraterização TDR (parâmetros-S)

A função de erro entre as perdas de inserção de um modelo e do outro pode ser vista na figura que se segue:

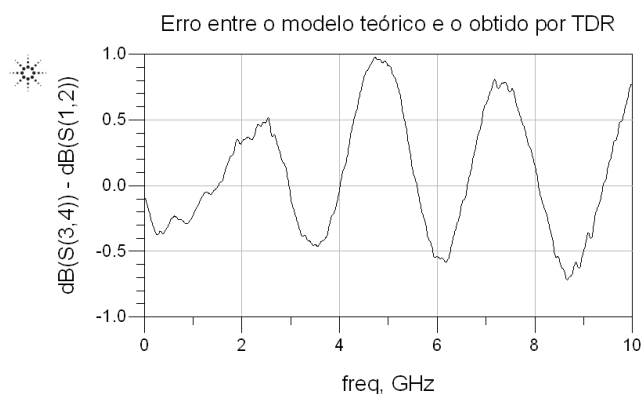


Figura 4.12 - Função de Erro entre o modelo Teórico e o obtido por TDR

Como se pode ver na função de erro o valor máximo não passa 1 dB.

Também na obtenção do modelo teórico (explicado na secção 3.6) para a microstrip se pode ver uma aproximação muito razoável entre um modelo e o outro e as diferenças são também justificáveis com o argumento referido anteriormente. O modelo real da microstrip foi obtido através da caraterização, usando TDR, do “Thru” da “Test Fixture” (figura 4.13).

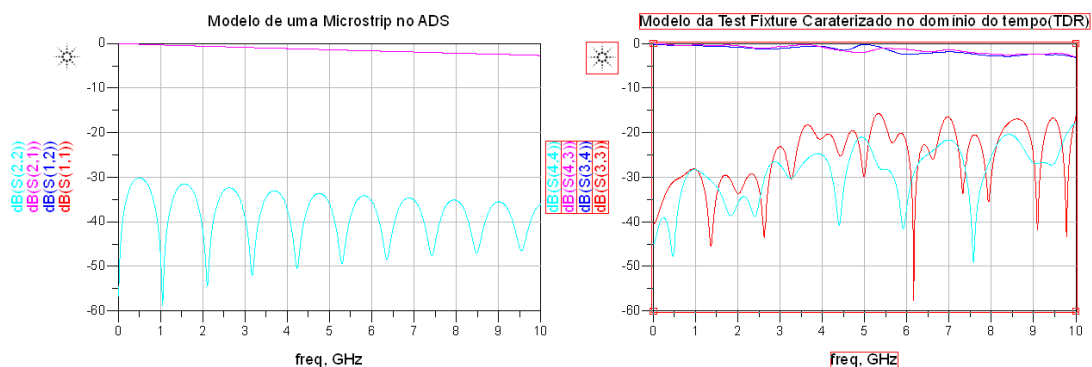


Figura 4.13 - Modelo ADS para “Microstrip” e Modelo do “Thru” da “Test Fixture” usando TDR (parâmetros-S)

O erro associado ao modelo teórico em relação ao modelo real é no máximo de 1 dB, como se pode ver na figura que se segue:

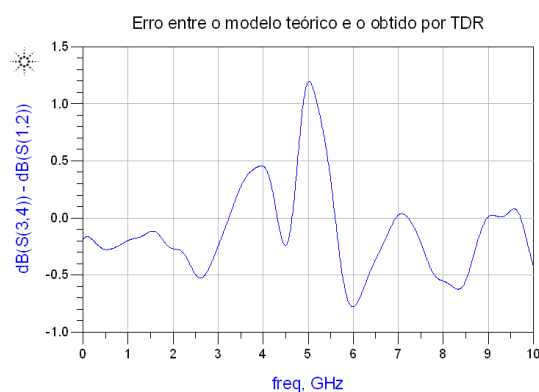


Figura 4.14 - Função de erro entre o modelo teórico e o obtido por TDR

Outra comparação feita no sentido de validar os modelos obtidos pela caracterização feita em laboratório foi a comparação entre as perdas de inserção indicadas na folha de características da “Test Fixture” desenvolvida pela Efficere e as perdas de inserção obtidas experimentalmente, usando os mesmos critérios definidos em todas as caracterizações feitas aos cabos e aos “Cable Emulators”. Os resultados revelaram-se muito semelhantes, sendo as perdas inferiores a 3 dB até aos 10 GHz.

4.7 - Biblioteca de Cabos HDMI

Na construção da biblioteca de cabos HDMI foram criados 5 ficheiros para cada cabo:

- uma figura com os parâmetros-S (domínio da frequência);
- uma figura com as perdas de inserção;
- um ficheiro s2p com os parâmetros-S diferenciais;
- uma figura com a resposta impulsional;

- um ficheiro MATLAB, com a extensão .mat, com a informação da resposta impulsional, para ser usado na simulação global.

Nesta secção optou-se por apresentar um exemplo das medidas realizadas correspondente a um cabo HDMI de 1 metro (figuras 4.15 a 4.17). Em anexo encontram-se as figuras dos restantes cabos HDMI (Anexo A). A fase não é apresentada para cada cabo, uma vez que a informação relevante a extrair de cada gráfico da fase não fica muito visível, por estes conterem muita informação para uma análise até 10 GHz. No entanto, confirmou-se em cada cabo a linearidade da fase através da função MATLAB “unwrap”.

As decisões tomadas antes da caraterização prenderam-se com a definição das medidas a usar para a média, a resolução temporal, a janela temporal (domínio do tempo) e o passo na frequência e a frequência máxima (domínio da frequência). Assim a caraterização foi feita utilizando os seguintes critérios para cada cabo:

- a média de 128 medidas;
- uma resolução temporal (Δt) mínima de 10 ps, garantindo uma sobreamostragem mínima de 5 vezes;
- a janela temporal, foi escolhida para cada cabo dependendo do seu tempo de propagação e da sua resposta, como foi apresentado na secção 4.4;
- no domínio da frequência, optou-se por um passo de 10 MHz;
- uma frequência máxima de 10 GHz para todas a aquisições.

Cabo HDMI de 1 metro. Categoria 1 Fabricante: Molex

$T_p=8.8$ ns

Caraterização: $T_w=50$ ns $\Delta t=5$ ps $N=10000$ pontos

Na figura 4.15 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno.

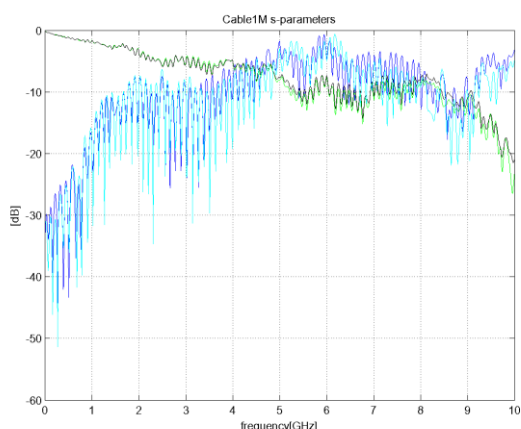


Figura 4.16 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 1 m, Molex

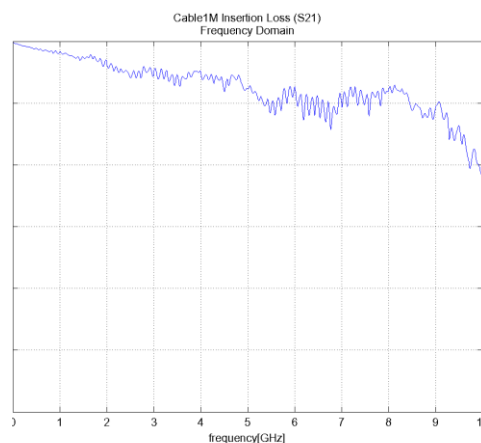


Figura 4.15 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 1 m, Molex

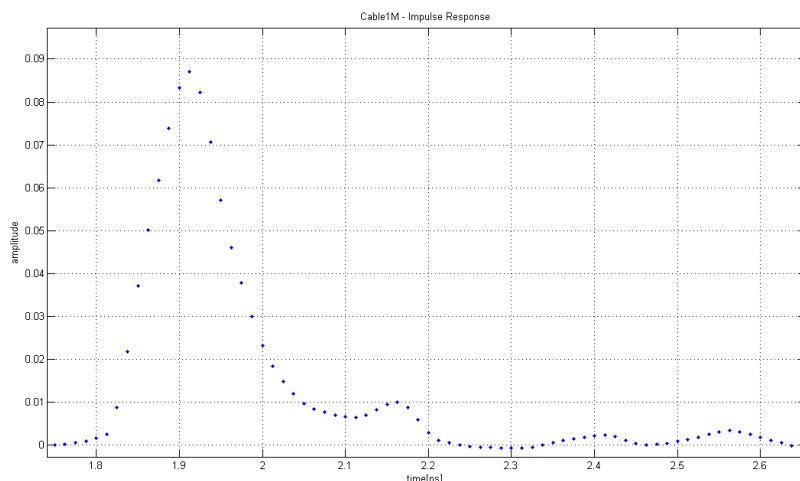


Figura 4.17 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 1 m, Molex

4.8 - “De-embedding” e “Embedding”

A operação de “de-embedding” foi feita usando os ficheiros s2p adquiridos para o cabo de 10 metros e o ficheiro s2p das duas “Test Fixtures” ligadas por um “thru”. A caracterização do cabo de 10 metros foi feita no DSA, definindo como plano de referência os cabos SMA, ou seja, considerando as “Test Fixtures” na medida, para depois ser possível fazer o “de-embedding”.

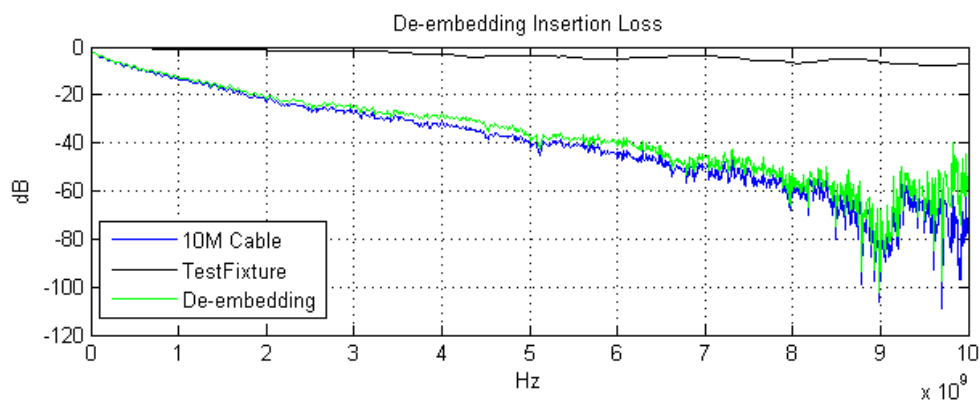


Figura 4.18 - “De-embedding” da “Test Fixture” na Caraterização do Cabo de 10 metros usando o MATLAB

Este “de-embedding” extrai da medida o efeito que a “Test Fixture” adiciona. No entanto, pode observar-se que as diferenças não são muito relevantes para a caracterização de um cabo de 10 metros, como seria de esperar, uma vez que os 8 cm da “Test Fixture” (“microstrip”) atenuam muito menos que os 10 metros do cabo HDMI.

Após a obtenção deste resultado, optou-se por fazer a operação de “embedding”, utilizando o resultado do “de-embedding” feito anteriormente. Ou seja, a operação de “embedding” vai adicionar às perdas de inserção relativas ao cabo HDMI de 10 metros o

efeito da “Test Fixture” retirado anteriormente pelo “de-embedding” (as operações MATLAB foram descritas na secção 3.5). Assim verifica-se que a curva verde da figura 4.18 é equivalente à curva azul da figura 4.19 e que a curva azul da figura 4.18 é equivalente à curva verde da figura 4.19, como seria de esperar, uma vez que a segunda operação anula a primeira.

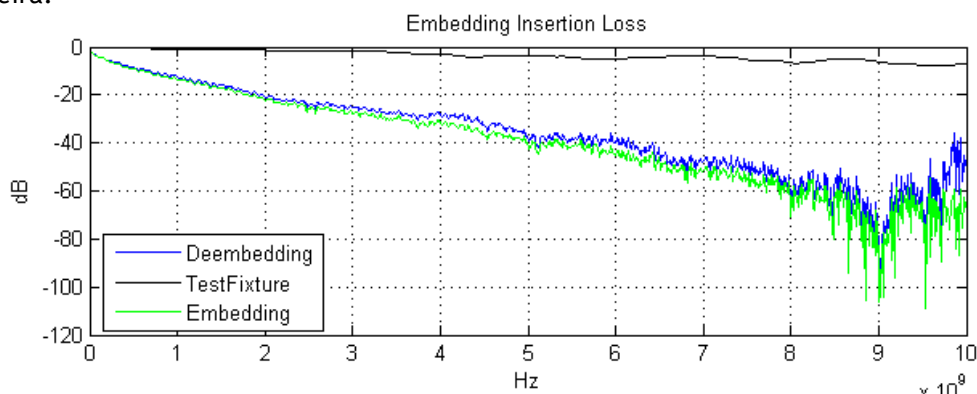


Figura 4.19 - “Embedding” da “Test Fixture” e do resultado do “de-embedding” usando o MATLAB

Para validar este resultado extraído dos “scripts” elaborados em MATLAB fizeram-se ou repetiram-se as mesmas operações no ADS e pode verificar-se que os resultados se confirmam, como se pode ver na figura 4.21. Para fazer esta operação, foi usado o bloco “De-embed 2-port” disponível no ADS com a configuração da figura 4.20.

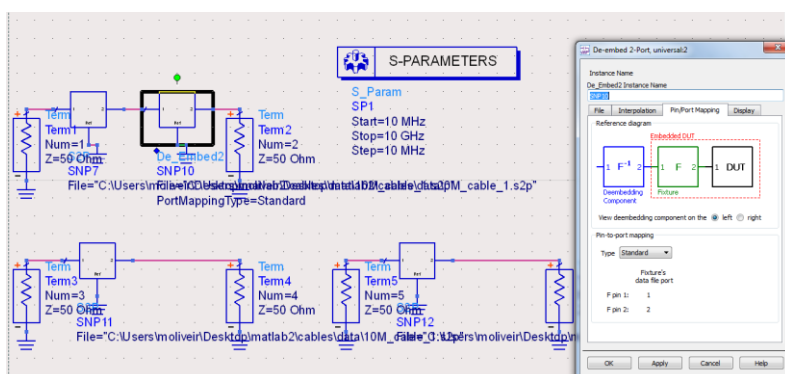


Figura 4.20 - Blocos ADS para fazer o “de-embedding” da “Test Fixture” na caraterização do cabo de 10 metros

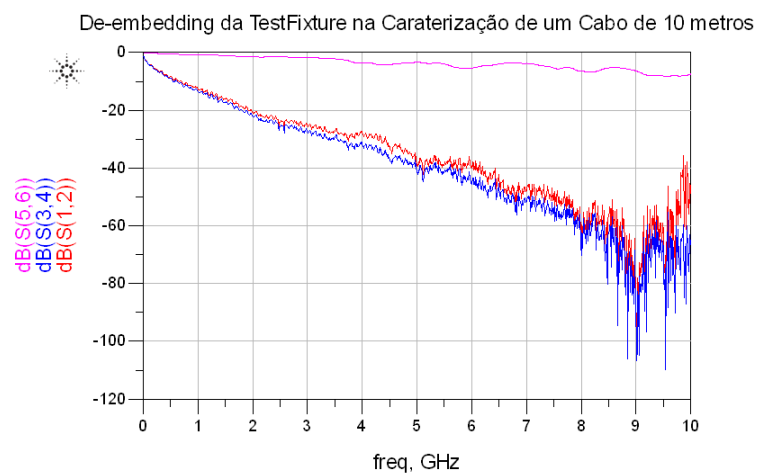


Figura 4.21 - “De-embedding” da “Test Fixture” na Caraterização de um Cabo de 10 metros usando o ADS (as perdas de inserção a vermelho correspondem ao resultado do “de-embedding; as perdas de inserção a rosa correspondem à “Test Fixture”; as perdas de inserção a azul correspondem ao cabo de 10 metros mais a “Test Fixture”)

4.9 - Sumário

Neste capítulo começa-se por abordar os fatores de decisão dos vários parâmetros no domínio do tempo. Na primeira secção fala-se sobre o impacto do número de medidas por cada aquisição “single-ended”, concluindo-se que a média de 128 medidas seria o valor a utilizar no processo de caraterização. Depois verificou-se o impacto da resolução temporal também nas perdas de inserção de uma medida “single-ended” para o cabo HDMI de 5 metros. Concluiu-se que uma resolução temporal de 10 ps seria suficiente para os resultados manterem a consistência. De seguida, abordou-se a questão da janela temporal e foi exemplificada a análise feita para cada cabo no início do processo de caraterização. Na secção seguinte, apresentou-se a comparação entre as perdas de inserção diferenciais obtidas na caraterização usando o VNA com as perdas de inserção diferenciais adquiridas no DSA. Estes resultados foram obtidos na caraterização do “Cable Emulator” Tipo1 Categoria2 e revelaram-se muito semelhantes até aos 4 GHz, mas com o aumento da frequência o resultado do VNA revelou-se mais consistente. Na secção seguinte, apresentaram-se os resultados dos modelos teóricos para o cabo coaxial e o troço de “microstrip”, comparando-os com os modelos obtidos por TDR e concluiu-se que o erro máximo era inferior a 1 dB em ambos os casos. Ainda neste capítulo, apresenta-se um exemplo de um cabo fazendo referência à biblioteca completa colocada no Anexo A. Por fim, apresentam-se os resultados associados à operação de “embedding” e de “de-embedding” e validam-se os mesmos usando mais uma vez as potencialidades do ADS.

Capítulo 5

Conclusões

Este projeto revelou-se um desafio desde o início. Desde o contacto com o ambiente empresarial, sempre bastante diferente do ambiente académico, às dúvidas associadas à caracterização usando o DSA, às dificuldades em obter resultados válidos e perceber porquê, até mesmo à necessidade de planear o trabalho a desenvolver, dividindo-o em etapas com datas de conclusão bem definidas, em parceria com o orientador. No entanto, o espírito de investigação intrínseco à Synopsys, aos orientadores deste projeto e às pessoas que colaboraram na realização do mesmo, tornaram-no num projeto bastante interessante e motivante.

Os objetivos delineados foram alcançados integralmente, começando na aquisição de dados em laboratório para a caracterização dos diferentes meios de comunicação, utilizando a técnica TDR. Este objetivo foi conseguido depois de muitas tentativas de interpretar os resultados obtidos, depois de muitas caracterizações falhadas, muitos problemas associados à própria configuração dos instrumentos de medição. Pequenas desadaptações na ligação entre os cabos com conectores SMA e o osciloscópio (DSA) ou VNA traduzem-se em erros bastante significativos na caracterização, principalmente tratando-se de medidas até 10 GHz. Ocorreram ainda dificuldades associadas ao correto entendimento do que o “software” da Tektronix, o “Iconnect Wizard” faz no processo de caracterização. Esta interpretação foi feita com base na leitura de vários artigos deste tipo de aplicações, por análise das formas de onda que esta aplicação ia gerando e comparando com as que se iam obtendo manualmente, usando diretamente o “IConnect S-Parameters and Z-Line”. Por fim, este processo de caracterização só foi validado a partir do momento em que se tinha a certeza de cada passo realizado na caracterização, fosse esse passo anular o desfasamento entre os canais, obter as referências, obter as formas de onda TDR ou TDT, ou mesmo convertê-las para o domínio da frequência, escolhendo a referência adequada (“Thru” para uma medida TDT e “Open” para uma medida TDR). Esta certeza surgiu através da comparação dos resultados obtidos no

“IConnect S-Parameters and Z-Line” com os obtidos no “Wizard” da Tektronix, mas também através do espírito crítico e fundamentação teórica que se foi adquirindo ao longo do projeto.

Outro objetivo concluído com sucesso foi a obtenção de ferramentas para conversão de dados de caracterização dos canais de transmissão para modelos utilizáveis em simulação, utilizando parâmetros-S e TDR. Em relação a este objetivo, houve maioritariamente uma reutilização de “scripts” desenvolvidos na Synopsys, parametrizando-os e ajustando-os. Sempre que necessário foram ainda criados novos “scripts”, para que se obtivessem ferramentas para efetuar o processamento da caracterização da forma mais sistemática e versátil possíveis.

Este trabalho começou então pela análise aos “scripts”. As ferramentas a desenvolver eram inicialmente duas. Uma primeira que recebesse como entrada os 6 ficheiros s2p (parâmetros-S) “single-ended” e os convertesse num modelo diferencial (ficheiro s2p com os parâmetros-S) de cada canal de transmissão. A segunda ferramenta recebia as perdas de inserção do modelo obtido pela anterior e convertia-o, através da IFFT, na resposta impulsional do canal de transmissão. Estas ferramentas foram concluídas e usadas no processo de caracterização e foi criada uma interface gráfica para cada uma delas. Esta revelou-se simples de usar, sendo apenas necessário introduzir os diretórios para a leitura dos ficheiros, alguns parâmetros associados a cada ficheiro s2p e o nome e o diretório para os ficheiros gerados pela ferramenta. Através destas ferramentas obteve-se para cada cabo HDMI caracterizado um ficheiro com os parâmetros-S diferenciais, guardado com a extensão s2p, uma figura com todos os parâmetros-S e outra apenas com as perdas de inserção, ambos gerados pela primeira ferramenta. Já a segunda ferramenta gerou uma figura com a resposta impulsional e um ficheiro MATLAB, com a extensão .mat com a informação relativa à mesma, para cada cabo HDMI. Estes resultados dizem respeito a outro objetivo definido inicialmente: a obtenção de uma biblioteca de modelos de simulação para cabos HDMI, cujas velocidades atingem os 6 Gbps. Esta biblioteca de modelos corresponde aos ficheiros criados pelas ferramentas enunciadas. Estes enquadram-se nos objetivos propostos, tendo em conta a caracterização feita para cada cabo até aos 10 GHz, para averiguar a atenuação dos mesmos.

Na comparação das respostas impulsiais dos diferentes cabos (Anexo B), verificou-se que esta foi ficando cada vez mais larga à medida que o comprimento dos cabos ia aumentando. Este comportamento justifica-se com o facto das perdas de inserção irem atingindo maiores atenuações a frequências cada vez mais baixas, o que quer dizer que, com o aumento do comprimento dos cabos, a largura de banda destes vai diminuindo. É também natural que a resposta impulsional vá diminuindo em amplitude, uma vez que o integral da resposta impulsional tem de ser igual a 1 (ou muito próximo deste resultado). Como se tem uma resposta mais estendida no tempo, esta tem de perder em amplitude. Idealmente a resposta impulsional seria um “dirac”, queria dizer que o cabo tinha uma largura de banda

infinita. São as limitações dos cabos que tornam a largura do impulso maior ou menor, como já foi referido anteriormente.

Como se pode ver na figura C.1 do Anexo C, os cabos HDMI apresentam perdas de inserção mais acentuadas à medida que o seu comprimento vai aumentando. O cabo de 1 metro é o que apresenta uma função de transferência com o decaimento mais baixo. Já o cabo HDMI de 30 metros é o que apresenta o decaimento mais acentuado, como seria de esperar. Há apenas uma inconsistência nestes resultados, que é o facto do cabo de 15 metros ter uma resposta pior que o cabo de 20 metros, ambos de categoria 1. Esta diferença justifica-se pelo facto de os cabos serem de fabricantes diferentes, sendo o de 15 metros da Molex e o de 20 metros da Lindy, tendo por isso características de construção diferentes.

Outro resultado observável é o facto da medida TDR ir perdendo consistência para frequências mais altas à medida que o comprimento dos cabos vai aumentando, uma vez que se vai atingindo a atenuação de 30 ou 40 dB a frequências cada vez mais baixas e estes valores de atenuação estão no limiar da sensibilidade do equipamento. Daí a função de transferência começar a crescer a partir dos 3 GHz, para os cabos mais longos. Trata-se da influência do ruído começar a ser bastante significativa, uma vez que se tem um sinal já muito atenuado. Este resultado justifica-se também com o facto do tempo de subida ir ficando cada vez mais lento com o aumentar do comprimento dos cabos. Ora estando a maior informação das altas frequências no degrau, se este vai ficando mais lento, vai-se perdendo informação às altas frequências.

Quando se comparam os cabos de 10 metros de diferentes categorias, como é feito na figura D.1 do Anexo D, percebe-se claramente a diferença da qualidade entre os mesmos. O cabo de 10 metros da Sony de Categoria 2, tem uma atenuação inferior ao de 10 metros da Molex de Categoria 1. Estas divergências também se podem justificar pela diferença de fabrico, sendo a Sony um fornecedor de referência. Assim, vê-se uma atenuação maior logo a DC, do cabo de categoria 1 e depois vai sendo cada vez pior ao longo da frequência. A 1 GHz as diferenças rondam os 5 dB, a 2 GHz rondam os 10 dB e depois mantém-se com esta diferença. Considerando a transmissão máxima para os cabos de Categoria 2 de 3.4 Gbps, pode ver-se que o cabo de 10 metros da Sony tem uma atenuação de 12 ou 13 dB, ou seja, uma atenuação entre 15 a 20 vezes o sinal a esta frequência.

Quando se comparam os cabos de 15 metros de 3 fornecedores diferentes (figura E.1, do Anexo E), dois de categoria 2 e um de categoria 1, verifica-se que os de categoria 2 apresentam uma atenuação menor. No entanto, a 3 GHz a atenuação dos cabos de 15 metros de categoria 2 já é de 100 vezes o sinal (20 dB).

Por fim, importa falar sobre o último objetivo que, na verdade, pode ser dividido em dois: a comparação entre modelos teóricos e obtidos pela caracterização no domínio do tempo, comparando também a caracterização TDR com a feita por análise vetorial (VNA). Na primeira parte deste objetivo, tem-se a comparação entre modelos teóricos e obtidos na

caraterização TDR. Para realizar este objetivo foi utilizado o ADS, “software” da Agilent que, entre inúmeras funcionalidades, tem uma biblioteca muito vasta de modelos teóricos para vários tipos de linhas de transmissão. Usando-se os modelos teóricos do ADS importou perceber os parâmetros a considerar em cada modelo e como se iriam obter os mesmos. Foi o que foi feito e tanto na comparação dos parâmetros-S obtidos pela caraterização TDR com estes modelos teóricos para um cabo coaxial (o cabo coaxial com conetores SMA usado na caraterização) como na comparação do modelo teórico ADS de uma “microstrip” parametrizada consoante medidas feitas e resultados conhecidos em relação a um troço de “microstrip” (“Thru” da “Test Fixture”) de 8 cm real, os resultados revelaram-se muito semelhantes. Sendo o valor máximo da função de erro entre os modelos de 1 dB para ambos os modelos teóricos criados, pode concluir-se que os modelos teóricos são boas aproximações. Em relação à segunda parte do objetivo, interessava comparar a caraterização feita no VNA com a caraterização feita usando a técnica TDR, no DSA. Esta comparação foi feita usando o “Cable Emulator” do Tipo 1 Categoria 2, disponível na empresa. Caraterizou-se este canal de transmissão até 10 GHz em cada um dos equipamentos e usou-se a média de 16 medidas por aquisição, no caso do VNA e a média de 128 medidas por aquisição, no caso do DSA. Compararam-se as perdas de inserção de ambas as medidas e os resultados obtidos revelaram que, até aos 3 GHz, a variação entre estes dois tipos de medidas é muito reduzida, mas com o aumento da frequência as diferenças começam a acentuar-se e torna-se visível a falta de gama dinâmica da medida TDR, quando comparada à obtida no VNA. No entanto, é de salientar que as medidas no TDR são menos exigentes em termos de calibração e revelam vantagens importantes, entre as quais o facto de, através da caraterização usando a técnica TDR, se conseguir obter diretamente a frequência DC, dos equipamentos necessários para este tipo de caraterização serem bem mais baratos, de ser possível definir um plano de referência que apenas contenha a informação do DUT a caraterizar e de se poderem ver as reflexões em tempo real e ser possível identificar eventuais falhas na linha de transmissão. Assim, por todas as vantagens e pela razão de em muitas circunstâncias a precisão da medida TDR ser suficiente, muitos profissionais optam por fazer uma caraterização no domínio do tempo, usando TDR e TDT, e posteriormente converter esta informação para o domínio da frequência (parâmetros-S).

Conclui-se, portanto, que o projeto foi concretizado com sucesso. Do lado da empresa conseguiram-se completar todos os desafios propostos e o enriquecimento pessoal foi bastante significativo, tanto do ponto de vista da experiência de trabalho, como do ponto de vista do conhecimento adquirido. No entanto, fica claro que o domínio da alta frequência é um domínio muito rico em investigação e em documentação criada e novos desafios estão sempre a aparecer.

Como possíveis implementações futuras, surge a possibilidade de se fazer uma interface gráfica no MATLAB para o sistema global de simulação usado na empresa e a possibilidade de obter ainda mais modelos de canais de transmissão usando as metodologias apresentadas.

Referências

- [1] Axon Cables, Coaxial Cables. 2012.
- [2] Silva CABMeHJd. I - Introdução às Linhas de Transmissão. 2005.
- [3] Wikipédia. http://en.wikipedia.org/wiki/Coaxial_cable visitado em 13-07-2013. vol. 2012.
- [4] http://en.wikipedia.org/wiki/Twisted_pair visitado em 13-07-2013.
- [5] Salgado H. Microstrip Line. Engenharia de RF e Microondas - MIEEC - FEUP.
- [6] Technologies A. De-embedding Techniques in Advanced Design System. Agilent EEsof EDA 2008.
- [7] Carvalho MIBd. Linhas de Transmissão. Ondas Electromagnéticas - MIEEC - FEUP 2011.
- [8] Wikipédia. <http://en.wikipedia.org/wiki/HDMI> visitado em 13-07-2013. vol. 2013.
- [9] Evan Sun T. Simplify the Latest HDMI Compliance Testing 2009.
- [10] BlueEchoSolutions. Repairing a Damaged HDMI Cable - Part II. 2011.
- [11] HDMI. <http://www.hdmi.org/learningcenter/faq.aspx#49> visitado em 13-07-2013.
- [12] Technologies A. HDMI V1.3b Agilent Compliance Test Solution. HDMI Developers Conference 2008.
- [13] HP. S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design Test&Measurement, Application Note 95-1 1997.
- [14] LeCroy. Time Domain Reflectometry (TDR) and S-parameters. 2009.
- [15] Technologies A. De-embedding and Embedding S-Parameter Networks Using a Vector Network Analyzer. Application Note 1364-1 2004.
- [16] Agilent. Agilent 8703B Lightwave Component Analyzer 2002.
- [17] Agilent. 85052D Economy Mechanical Calibration Kit, DC to 26.5 GHz, 3.5 mm. 2013.
- [18] Technologies A. S-Parameter and TDR Impedance Measurement Solution Summary. 2011.
- [19] Paludo R. Refletometria no Domínio do Tempo: Análise do efeito das camadas semicondutoras de cabos isolados. Universidade Federal do Paraná, 2009.
- [20] Systems T. TDR Interconnect Modeling Quick Guide. 1999.

- [21] Agilent. Part1: Single-Port TDR, TDR/TDT, and 2-Port TDR. 2007.
- [22] Picosecond - James R. Andrews PD, IEEE Fellow. Time Domain Reflectometry (TDR) and Time Domain Transmission (TDT) Measurement Fundamentals. 2004.
- [23] Tektronix. Digital Serial Analyzer Sampling Oscilloscope - DSA8200 Data Sheet. 2011.
- [24] Picosecond - James R. Andrews PD, IEEE Fellow. Time Domain Spectrum Analyser and "S" Parameter Vector Network Analyser. 2004.
- [25] Tektronix PZ. Recommendations for TDR configuration for channel characterization by S-parameters. IEEE 802.3 100GCU Singapore V1.0 2011.
- [26] Tektronix. TDR Impedance Measurements: A foundation for Signal Integrity. 2008.
- [27] SIERRA P-. How to convert 2-port S-parameters to 4-port S-parameters. 2004.
- [28] Maxim/Dallas. HFAN-05.1.0: Single-Ended and Differential S-Parameters. APPLICATION NOTE 1089 2001.
- [29] AWR. TX-LINE: Transmission Line Calculator.
- [30] Cherry Wakayama JL. Correlation between VNA and TDR/TDT Extracted S-Parameters up to 20 GHz.
- [31] Systems T. TDR and VNA Measurement Primer. 2004.
- [32] Vaz K, Caggiano M. Measurement technique for the extraction of differential S-parameters from single-ended S-parameters. 27th International Spring Seminar on Electronics Technology, 13-16 May 2004, vol. vol.2. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2005. p.313.
- [33] Dima Smolyansky T. TDR and S-parameter measurements: How much performance do you need? 2007.
- [34] Tektronix. TDR and S-parameters Measurements - How Much Performance Do You Need? 2006.
- [35] Anritsu. Embedding/De-embedding. Simulated Removal & Insertion of Fixtures, Matching and Other Networks 2002.
- [36] Antonini G. S-parameters characterization of through, blind, and buried via holes. IEEE Transactions on Mobile Computing 2003;2:174.
- [37] Belkin S. Differential circuit characterization with two-port S-parameters. IEEE Microwave Magazine 2006;7:86.
- [38] Blake R. Electronic Communication Systems, Segunda Edição. 2001.
- [39] Boets P. Preprocessing of signals for single-ended subscriber line testing. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 2006;55:1509.
- [40] Frei J. Multiport S-parameter and T-parameter conversion with symmetry extension. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 2008;56:2493.
- [41] Graham HJeM. High Speed Signal Propagation Advanced Black Magic, 2003.
- [42] Kim W. Development of Measurement-based Time-domain Models

and its application to Wafer Level Packaging. 2004.

- [43] Li J. THEORY AND APPLICATION METHODS OF TIME DOMAIN REFLECTOMETRY/TIME DOMAIN TRANSMISSION COMPUTED TOMOGRAPHY (TDR/TDT CT). 2007.
- [44] Maichen DW. High-Speed Digital Test Techniques. 2008.
- [45] Pinheiro G. Análise Estatística de Sistemas de Comunicação Digitais - Usando o Diagrama de Olho. UERJ-FEN-DETEL 2010.
- [46] Products MI. Single-Ended and Differential S-Parameters. Application Note: HFAN-5.1.0 2008.
- [47] Salgado H. Properties of S-parameters - Signal flow graphs. Engenharia de RF e Microondas - MIEEC - FEUP.
- [48] Salgado H. Linhas de Transmissão Revisão. ERFM - MIEEC - FEUP.
- [49] Salgado H. Análise de Circuitos. ERFM - MIEEC - FEUP.
- [50] Salgado HMeH. Calibração do Network Analyser. FEUP 2001.
- [51] Silva CABMeHJd. II - Teoria das Linhas de Transmissão. 2005.
- [52] Technologies A. S-Parameter Simulation. 2004.
- [53] Technologies A. Agilent AN 154 - S-Parameter Design - Application Note. 2006.
- [54] Technologies A. TDR, S-Parameters & Differential Measurements. 2008.
- [55] Technologies A. Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis. 2012.
- [56] Torres F. Sebenta Teórica da Disciplina de Sistemas de Microondas. ISEL - DEETC 2002.
- [57] Valentinas Dubickas HEaRP. Cable Diagnostics With On-Voltage Time Domain Reflectometry. Royal Institute of Technology.
- [58] Wilson TV. How HDMI Works, <http://electronics.howstuffworks.com/hdmi2.htm> visitado em 13-07-2013.
- [59] Zhang J, Drewniak JL, Pommerenke DJ, Koledintseva MY, Dubroff RE, Cheng W, Yang Z, Chen QB, Orlandi A. Causal RLGC(f) models for transmission lines from measured S-parameters. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 2010;52:189.

Anexos

Anexo A - Biblioteca de Cabos HDMI

Cabo HDMI de 1 metro. Categoria 1 Fabricante: Molex

$T_p=4.4$ ns

Caraterização: $T_w=50$ ns $\Delta t=5$ ps $N=10000$ pontos

Na figura A.1 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno.

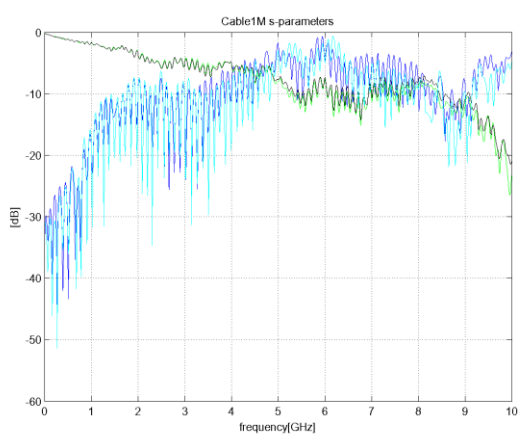


Figura A. 2 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 1 m, Molex

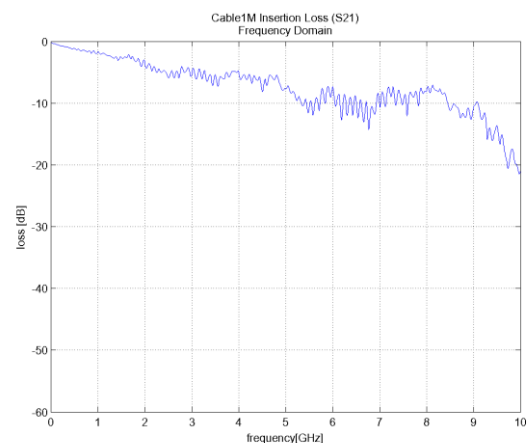


Figura A. 1 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 1 m, Molex

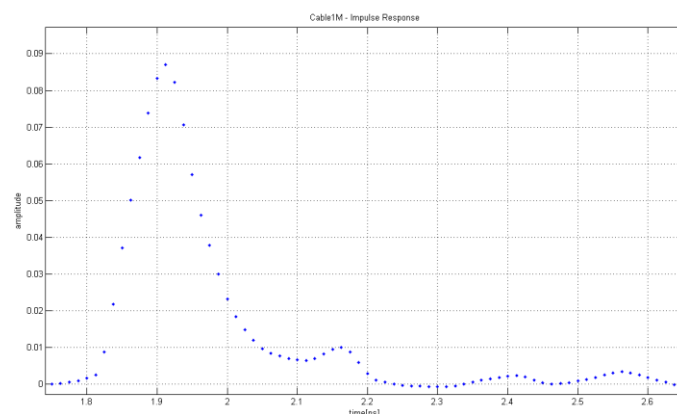


Figura A. 3 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 1 m, Molex

Cabo HDMI de 2 metros. Categoria 1 Fabricante: Molex

$T_p=8.5$ ns

Caraterização: $T_w=80$ ns $\Delta t=5$ ps $N=10000$ pontos

Na figura A.4 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno.

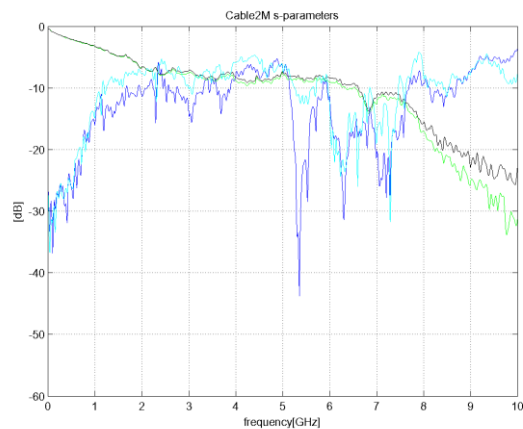


Figura A. 4 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 2 m, Molex

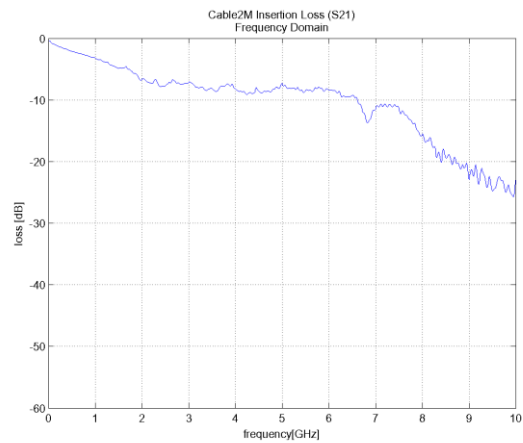


Figura A. 5 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 2 m, Molex

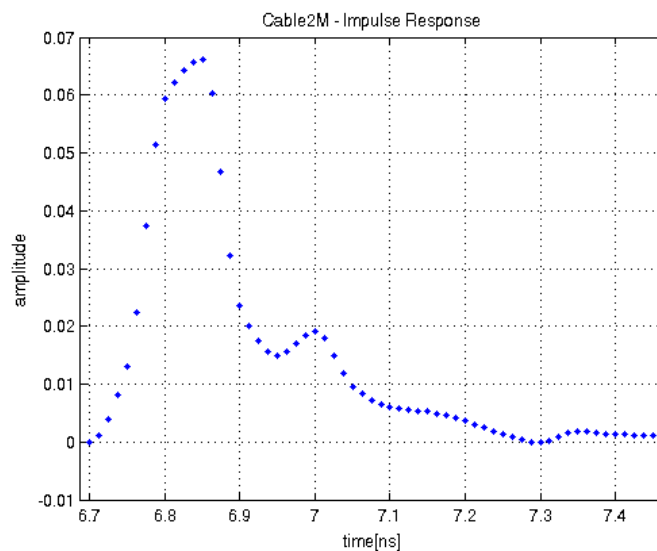


Figura A. 6 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 2 m, Molex

Cabo HDMI de 3 metros. Categoria 1 Fabricante: Molex

$T_p=13.25$ ns

Caraterização: $T_w=100$ ns $\Delta t=10$ ps $N=10000$ pontos

Na figura A.7 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno.

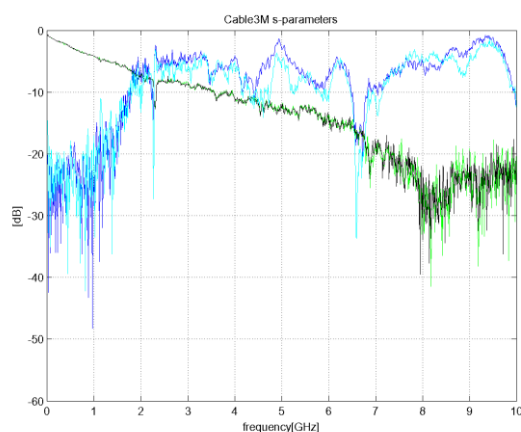


Figura A. 7 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 3 m, Molex

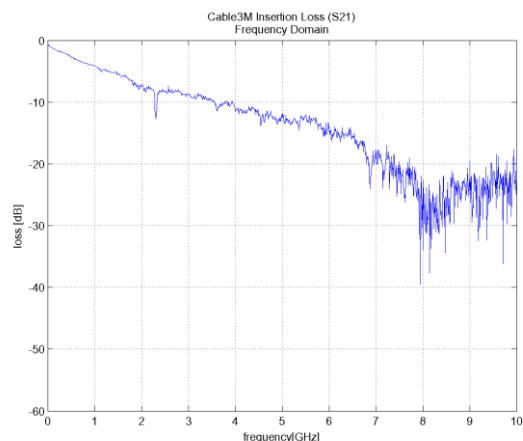


Figura A. 8 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 3 m, Molex

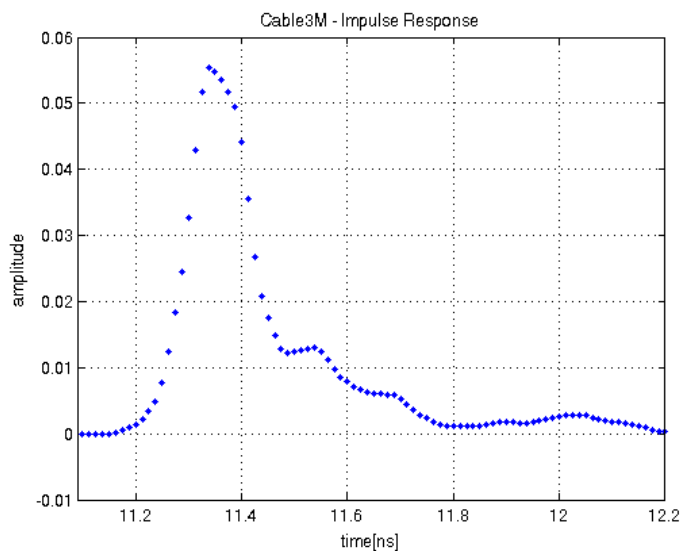


Figura A. 9 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 3 m, Molex

Cabo HDMI de 5 metros. Categoria 1 Fabricante: Molex

$T_p=21.7$ ns

Caraterização: $T_w=200$ ns $\Delta t=10$ ps $N=20000$ pontos

Na figura A.10 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno.

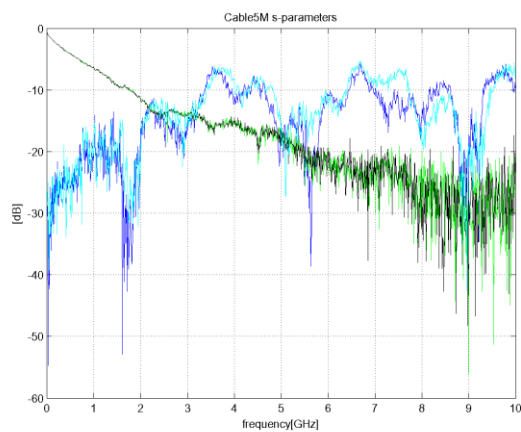


Figura A. 10 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 5 m, Molex

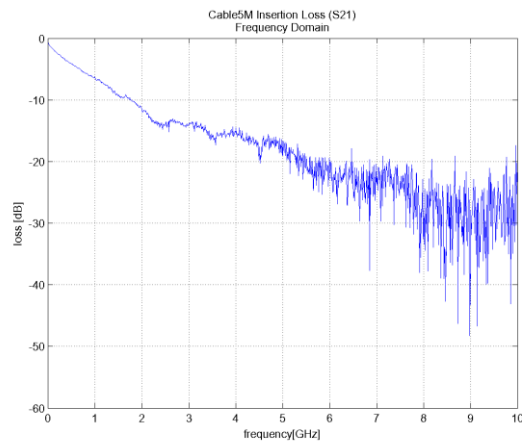


Figura A. 11 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 5 m, Molex

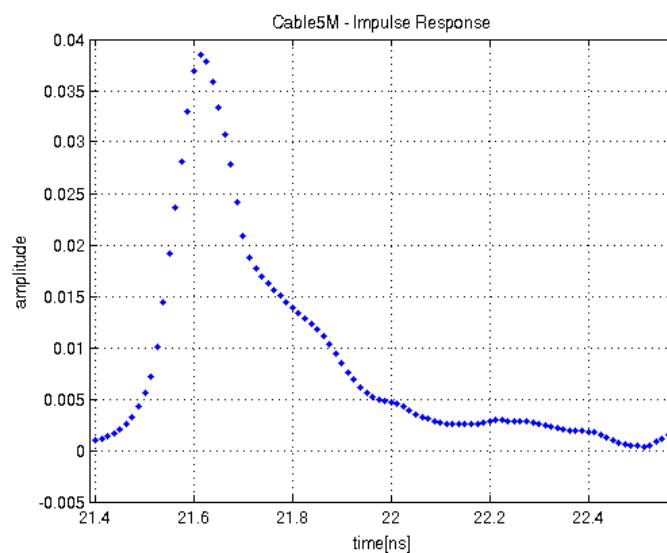


Figura A. 12 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 5 m, Molex

Cabo HDMI de 10 metros. Categoria 1 Fabricante: Molex

$T_p=43.8$ ns

Caraterização: $T_w=400$ ns $\Delta t=10$ ps $N=40000$ pontos

Na figura A.13 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno.

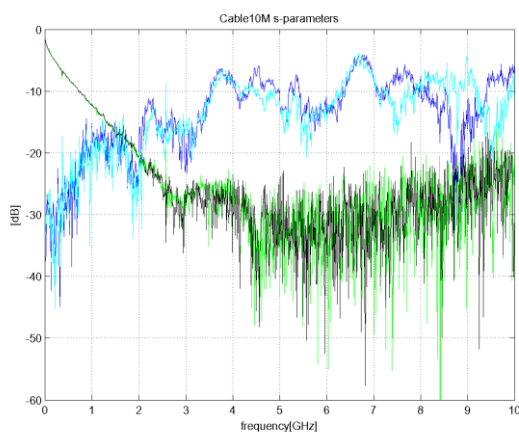


Figura A. 14 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 10 m, Molex

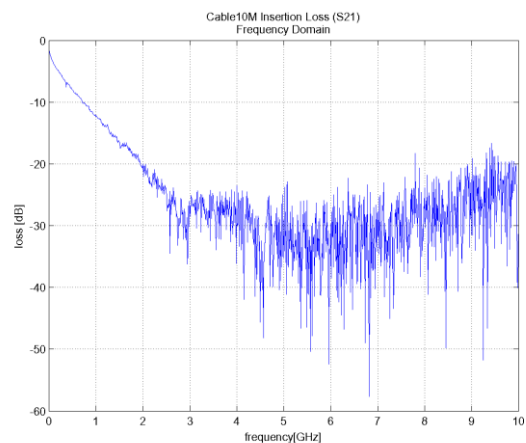


Figura A. 13 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 10 m, Molex

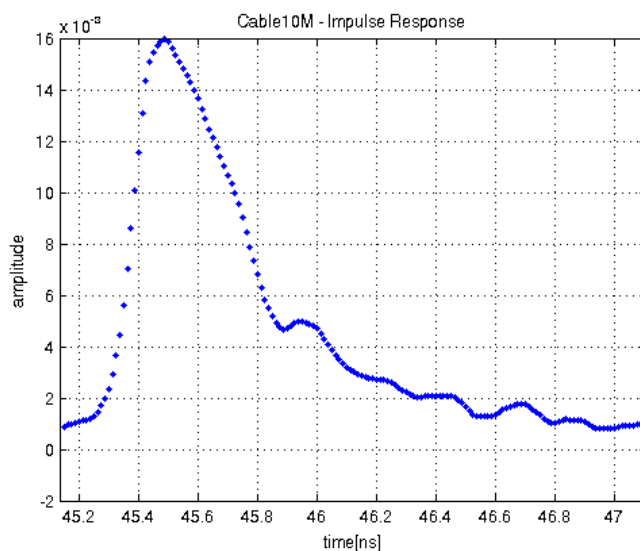


Figura A. 15 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 10 m, Molex

Cabo HDMI de 10 metros. Categoria 2 Fabricante: Sony

$T_p=48$ ns

Caraterização: $T_w=50$ ns $\Delta t=5$ ps $N=10000$ pontos

Na figura A.16 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno.

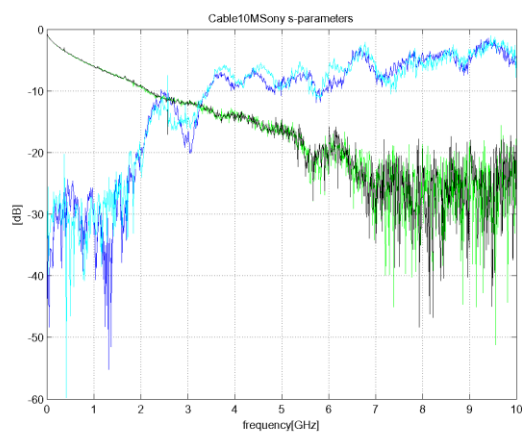


Figura A. 16 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 10 m, Sony

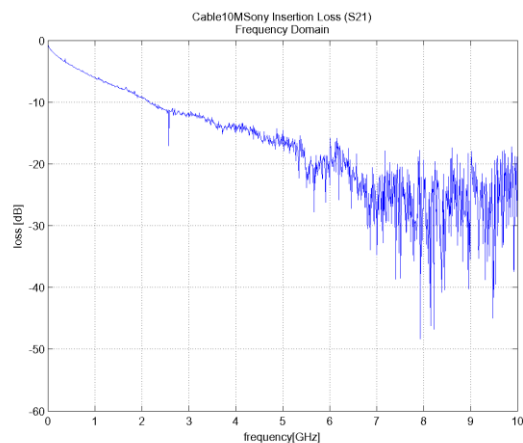


Figura A. 17 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 10 m, Sony

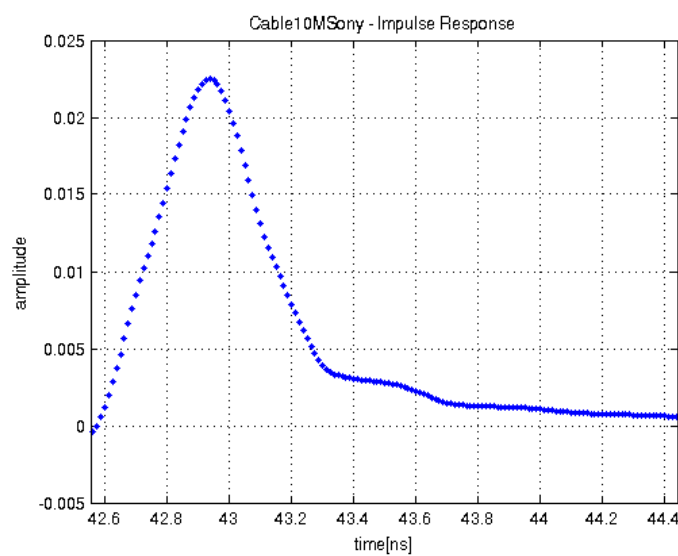


Figura A. 18 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 10 m, Sony

Cabo HDMI de 15 metros. Categoria 1 Fabricante: Molex

$T_p=65$ ns

Caraterização: $T_w=700$ ns $\Delta t=10$ ps $N=70000$ pontos

Na figura A.19 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno

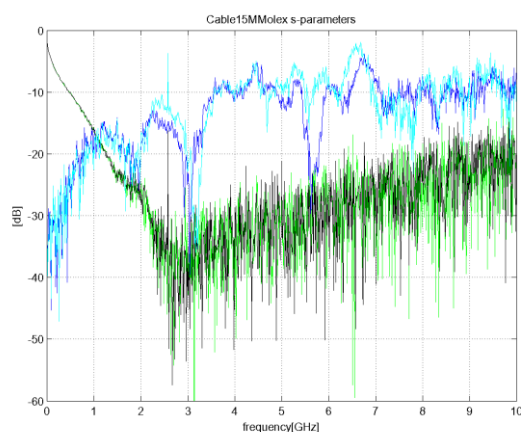


Figura A. 19 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 15 m, Molex

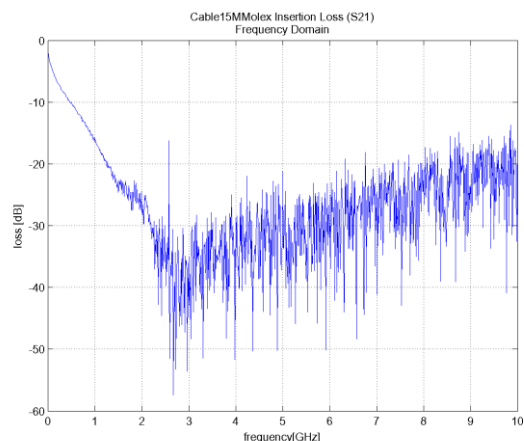


Figura A. 20 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 15 m, Molex

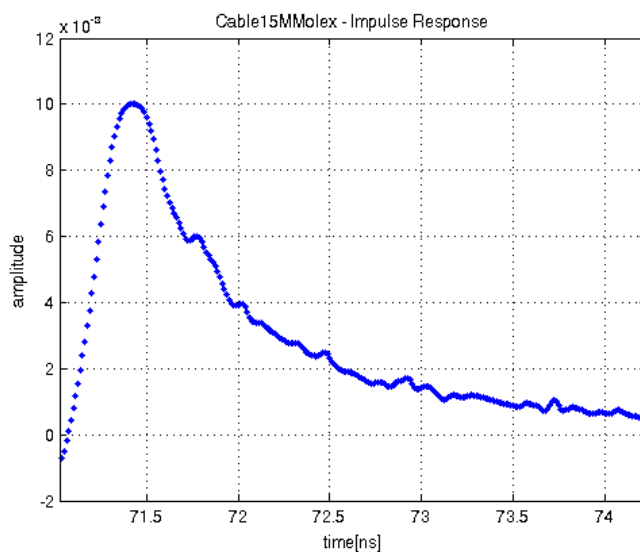


Figura A. 21 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 15 m, Molex

Cabo HDMI de 15 metros. Categoria 2 Fabricante: Lindy

$T_p=64.8$ ns

Caraterização: $T_w=700$ ns $\Delta t=10$ ps $N=70000$ pontos

Na figura A.22 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno

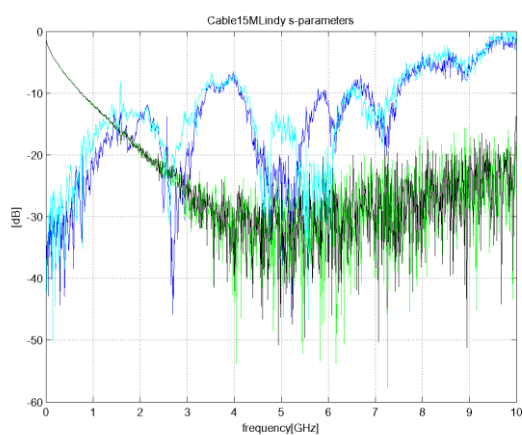


Figura A. 23 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 15 m, Lindy

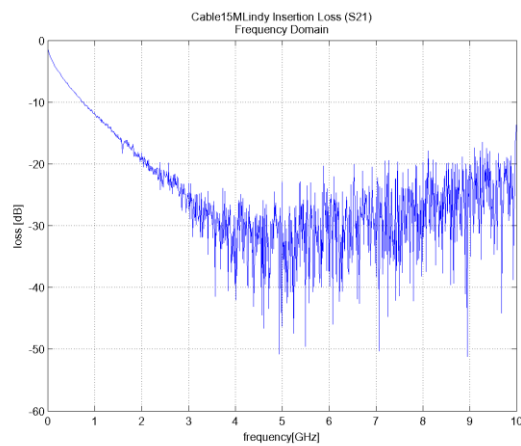


Figura A. 22 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 15 m, Lindy

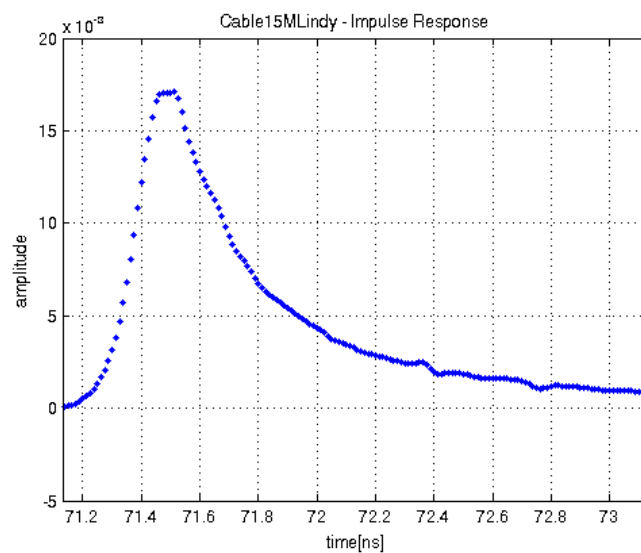


Figura A. 24 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 15 metros, Lindy

Cabo HDMI de 15 metros. Categoria 2 Fabricante: CL2

$T_p=64.9$ ns

Caraterização: $T_w=700$ ns $\Delta t=10$ ps $N=70000$ pontos

Na figura A.25 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno

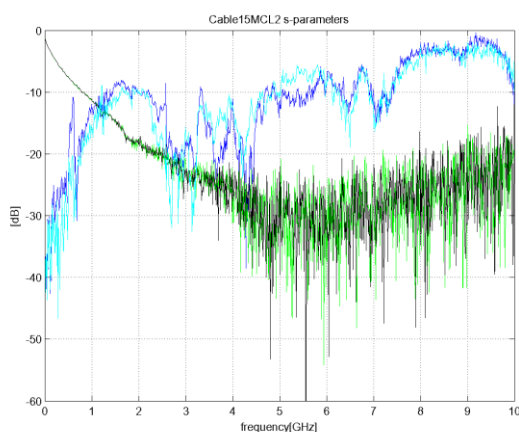


Figura A. 25 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 15 m, CL2

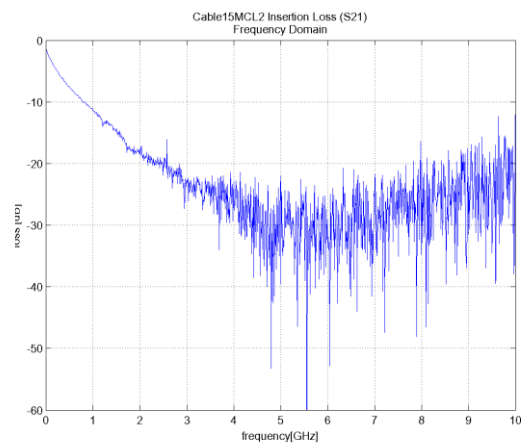


Figura A. 26 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 15 m, CL2

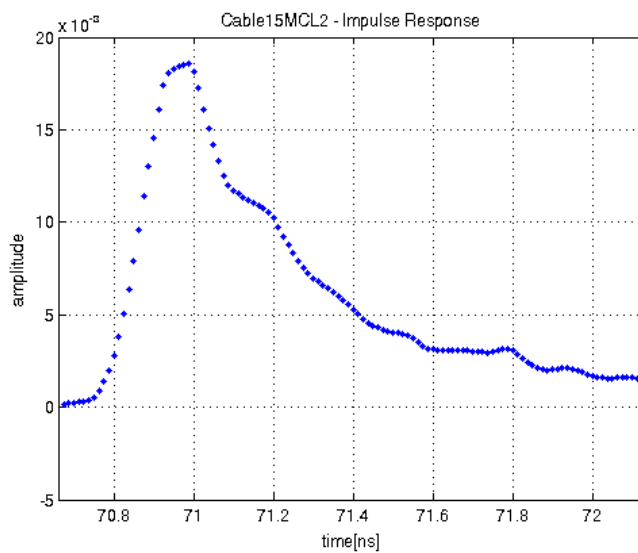


Figura A. 27 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 15 m, CL2

Cabo HDMI de 20 metros. Categoria 1 Fabricante: Lindy

$T_p=87.5$ ns

Caraterização: $T_w=1000$ ns $\Delta t=10$ ps $N=100000$ pontos

Na figura A.28 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno

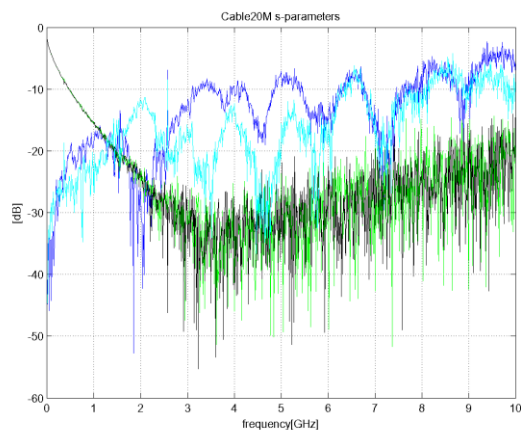


Figura A. 29 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 20 m, Lindy

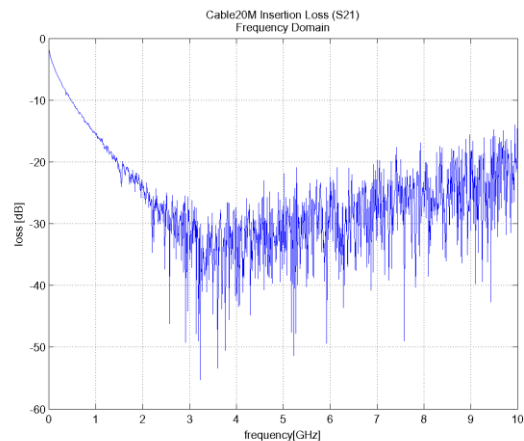


Figura A. 28 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 20 m, Lindy

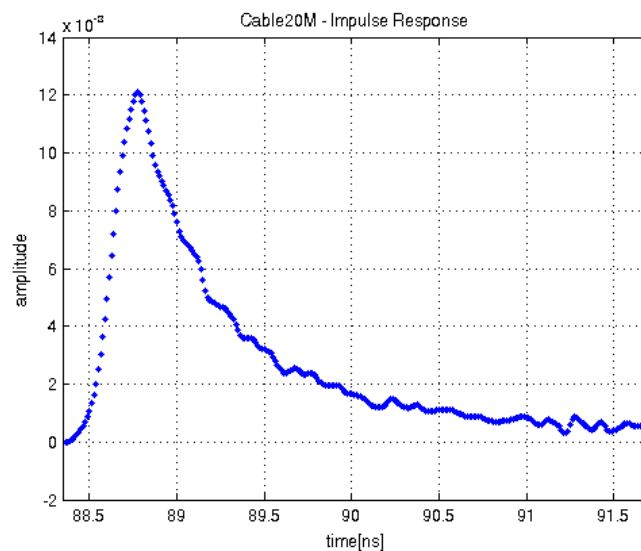


Figura A. 30 - Reposta Impulsional do Cabo HDMI de 20 m, Lindy

Cabo HDMI de 30 metros. Categoria 1 Fabricante: CITI Gold

$T_p=129$ ns

Caraterização: $T_w=1000$ ns $\Delta t=10$ ps $N=100000$ pontos

Na figura A.31 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno

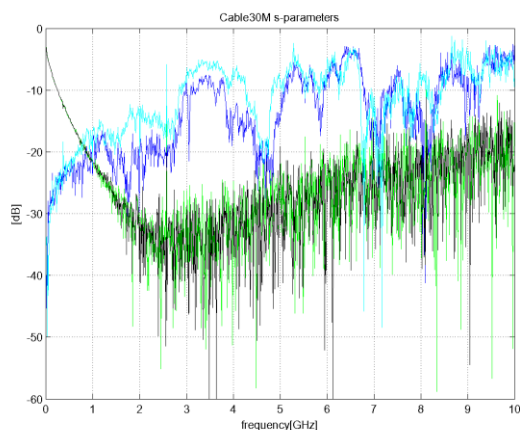


Figura A. 32 - Parâmetros-S do Cabo HDMI de 30 m, CITI Gold

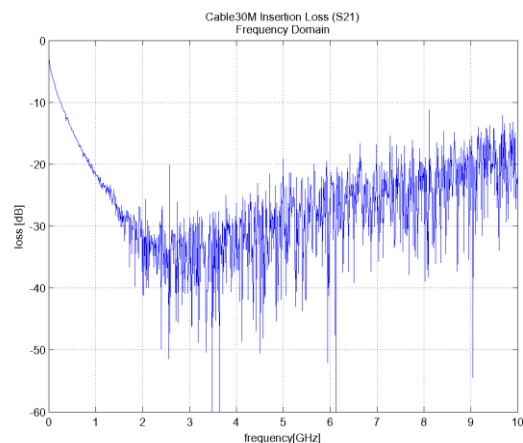


Figura A. 31 - Perdas de Inserção do Cabo HDMI de 30 m, CITI Gold

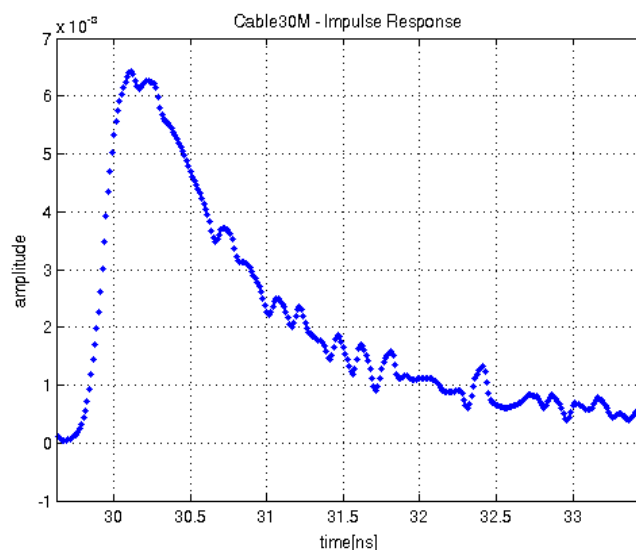


Figura A. 33 - Resposta Impulsional do Cabo HDMI de 30 m, CITI Gold

Cable Emulator Tipo 1 Categoria 1 Fabricante: Agilent

$T_p=10.75$ ns

Caraterização: $T_w=80$ ns $\Delta t=10$ ps $N=8000$ pontos

Na figura A.34 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno

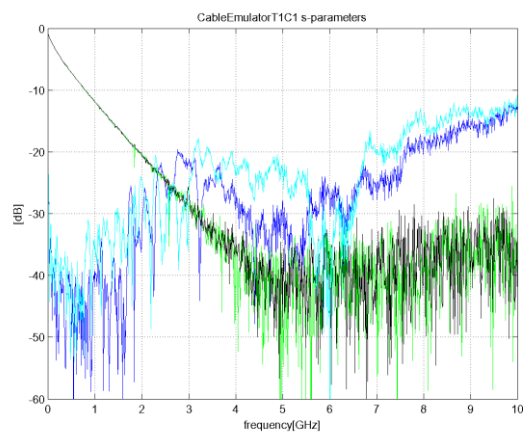


Figura A. 35 - Parâmetros-S do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 1

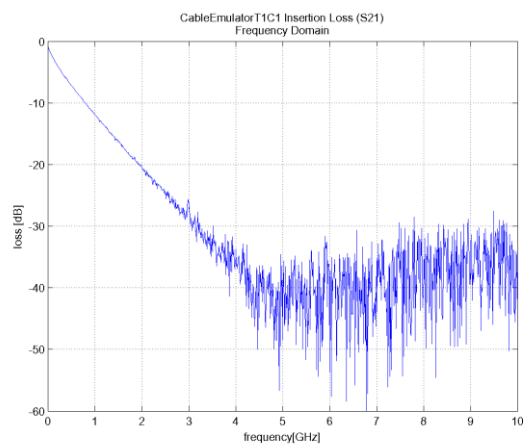


Figura A. 34 - Perdas de Inserção do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 1

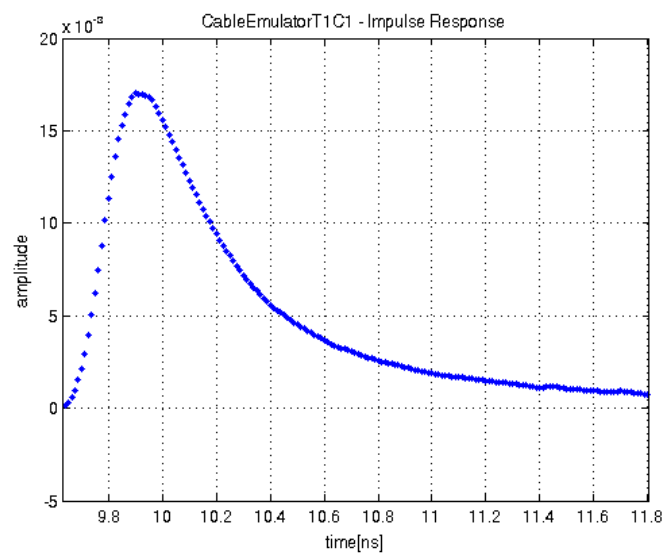


Figura A. 36 - Resposta Impulsional do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 1

Cabo Emulador Tipo 1 Categoria 2 Fabricante: Agilent

$T_p=6.3$ ns

Caraterização: $T_w=80$ ns $\Delta t=10$ ps $N=8000$ pontos

Na figura A.37 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno

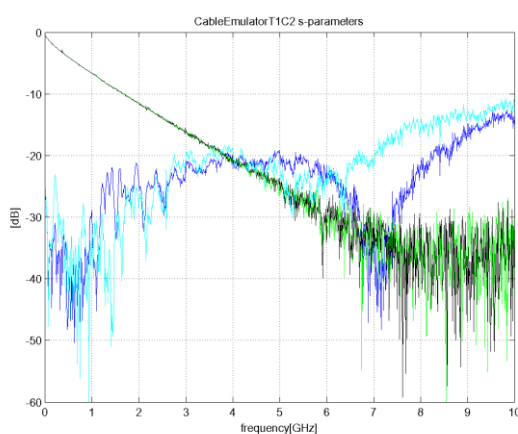


Figura A. 37 - Parâmetros-S do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 2

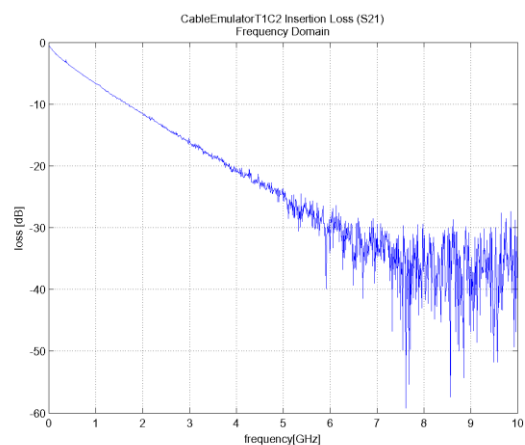


Figura A. 38 - Perdas de Inserção do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 2

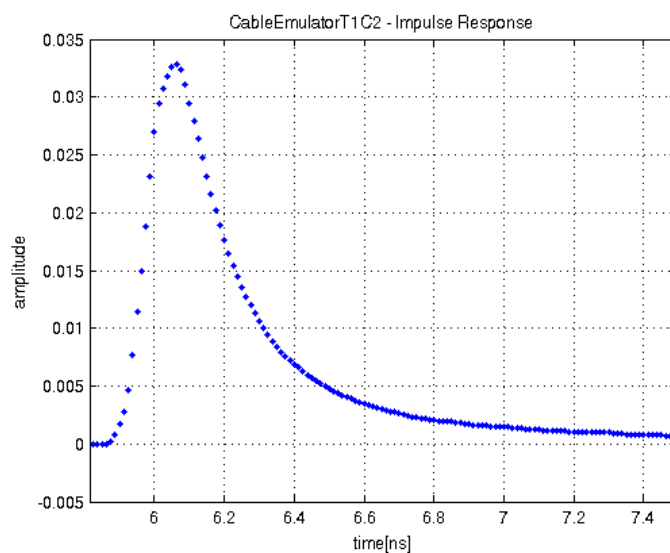


Figura A. 39 - Resposta Impulsional do Cable Emulator Tipo 1 Categoria 2

Cabo Emulador Tipo 3 Fabricante: Agilent

$T_p=1.85$ ns

Caraterização: $T_w=50$ ns $\Delta t=5$ ps $N=10000$ pontos

Na figura A.40 as curvas a verde e preto corresponde às perdas de inserção, já as curvas a azul representam as perdas de retorno

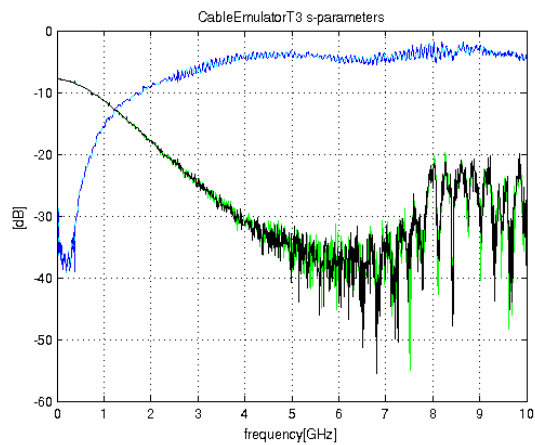


Figura A. 40 - Parâmetros-S do Cable Emulador Tipo 3

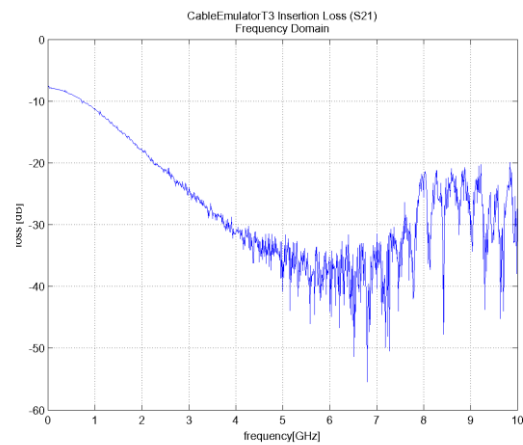


Figura A. 41 - Perdas de Inserção do Cable Emulador Tipo 3

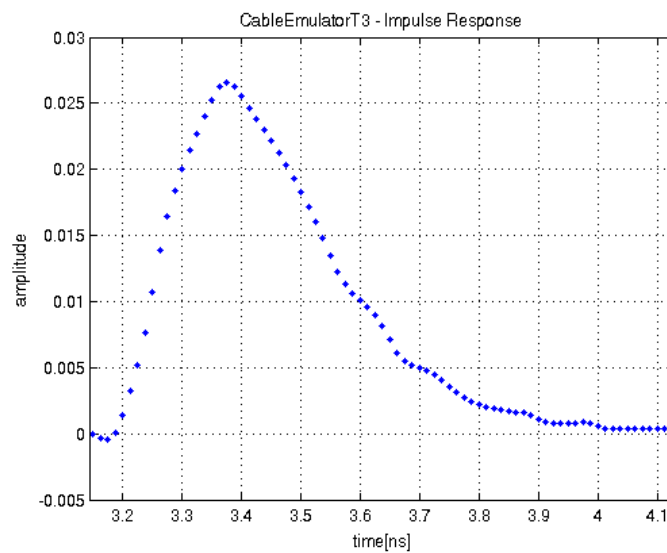
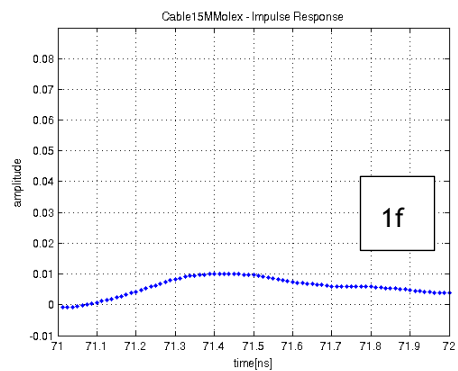
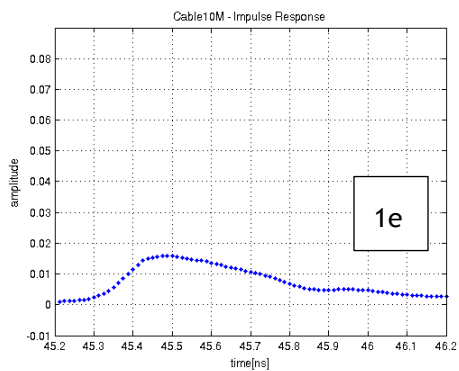
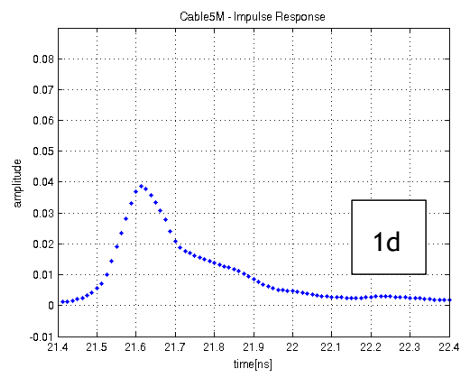
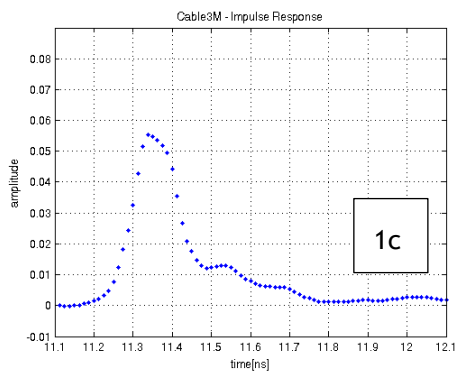
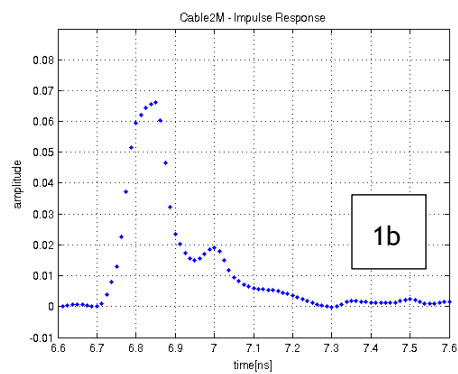
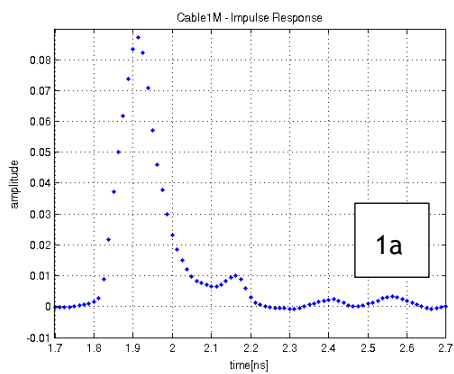


Figura A. 42 - Resposta Impulsional do Cable Emulador Tipo 3

Anexo B - Comparação entre Respostas Impulsionais de Cabos HDMI Categoria 1



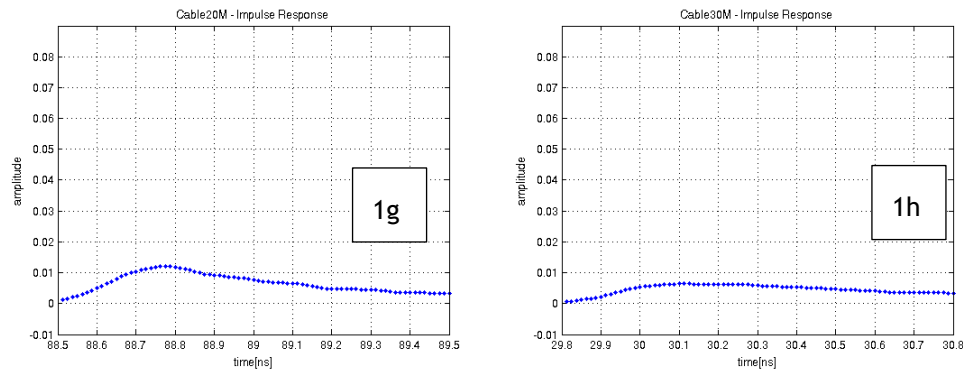


Figura B. 1a - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 1m; **1b** - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 2m; **1c** - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 3m; **1d** - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 5m; **1e** - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 10m; **1f** - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 15m; **1g** - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 20m; **1h** - Resposta Impulsional do cabo HDMI de 30m

Anexo C - Comparação entre Cabos HDMI de Categoria 1

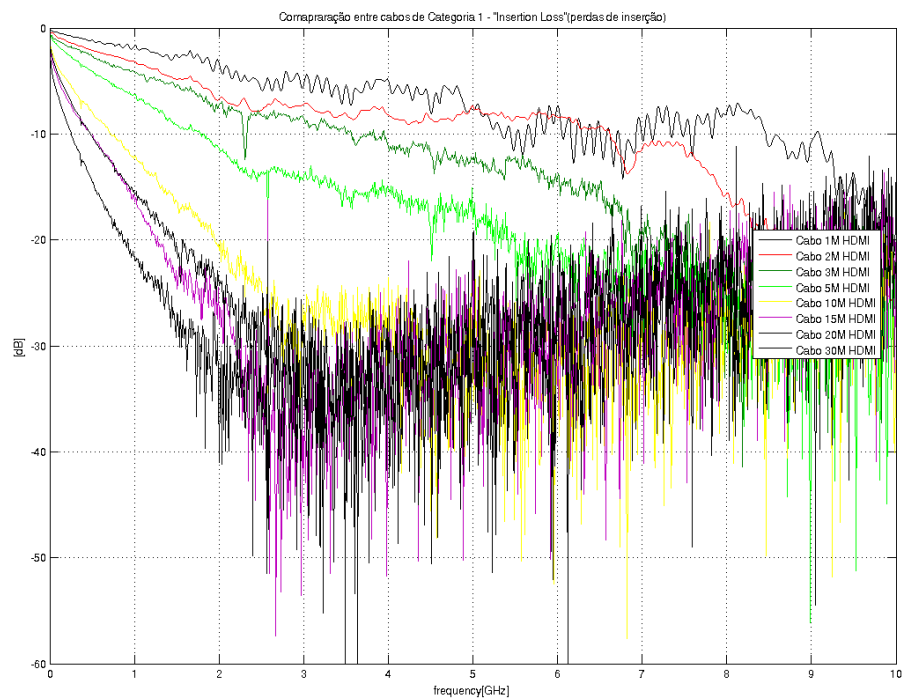


Figura C. 1 - Comparação entre as perdas de inserção dos cabos HDMI de categoria 1 (desde o cabo de 1 metro até ao cabo de 30 metros)

Anexo D - Comparação entre Cabos HDMI de 10 metros

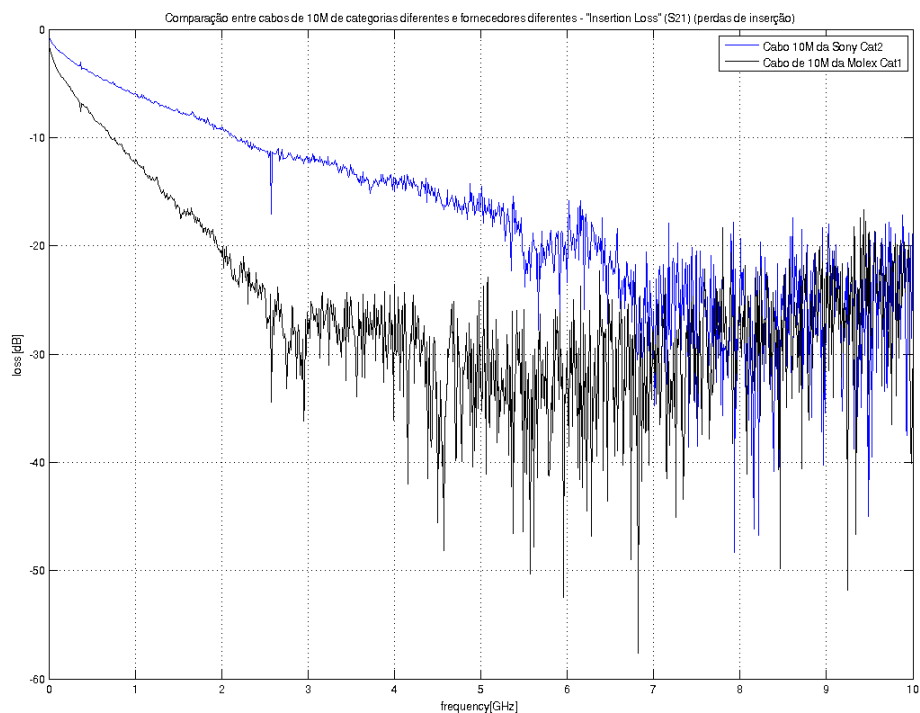


Figura D. 1 - Comparação entre perdas de inserção de cabos HDMI de 10 metros (a azul estão representadas as perdas de inserção para o cabo de 10 m da Sony (Categoria 2) e a preto as do cabo de 10 m da Molex (Categoria1))

Anexo E - Comparação entre Cabos HDMI de 15 metros

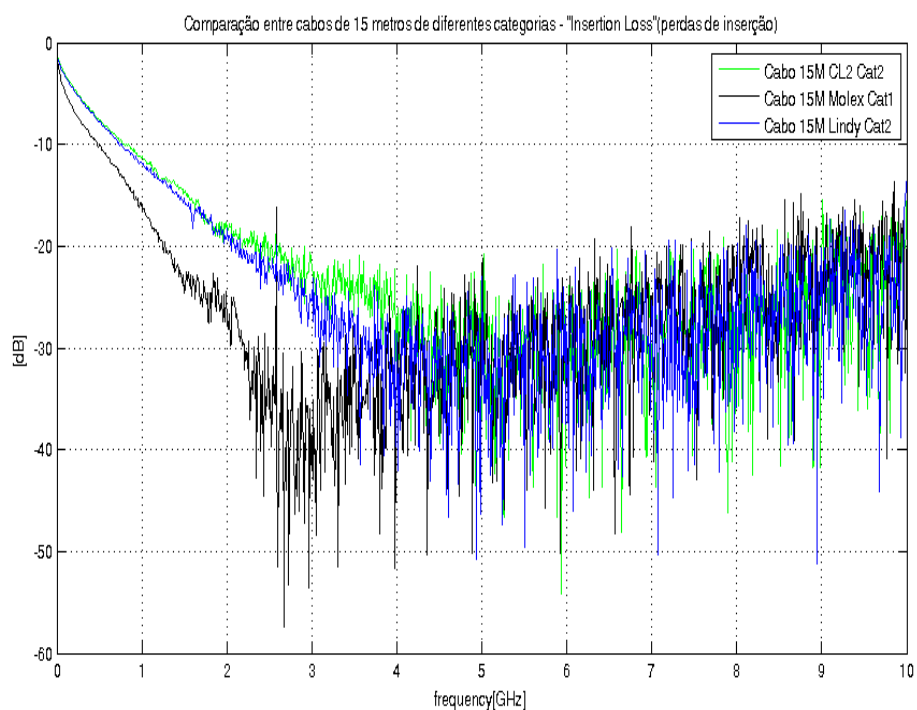


Figura E. 1 - Comparação de cabos HDMI de 15 metros (a verde e a azul estão representadas as perdas de inserção para os cabos de 15 m da CL2 e da Lindy (Categoria 2) e a preto as perdas de inserção para o cabo de 15 m da Molex (Categoria 1))